

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2002 年 6 月 13 日 (13.06.2002)

PCT

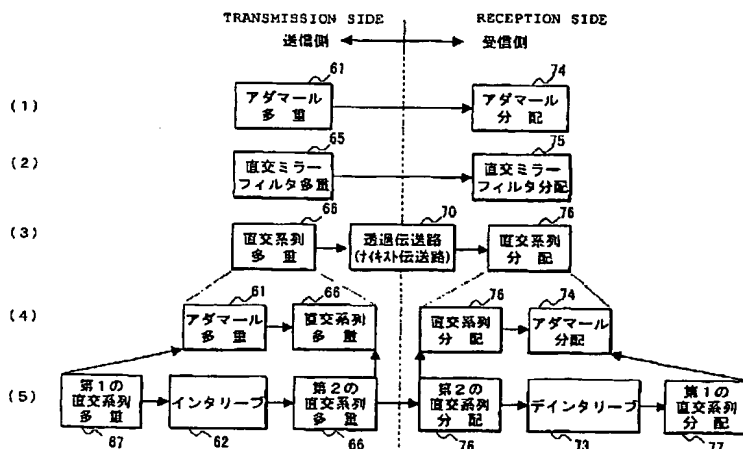
(10) 国際公開番号
WO 02/47304 A1

- (51) 国際特許分類: H04J 11/00 (72) 発明者: および
(21) 国際出願番号: PCT/JP00/08598 (75) 発明者/出願人 (米国についてののみ): 加来 尚 (KAKU, Takashi) [JP/JP], 村田博康 (MURATA, Hiroyasu) [JP/JP]; 〒211-8588 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内 Kanagawa (JP).
(22) 国際出願日: 2000 年 12 月 5 日 (05.12.2000)
(25) 国際出願の言語: 日本語 (74) 代理人: 茂泉修司 (MOIZUMI, Shuji); 〒108-0074 東京都港区高輪3丁目25番27-809号 Tokyo (JP).
(26) 国際公開の言語: 日本語 (81) 指定国 (国内): JP, US.
(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 富士通株式会社 (FUJITSU LIMITED) [JP/JP]; 〒211-8588 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 Kanagawa (JP). (84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (DE, FR, GB).
添付公開書類:
— 国際調査報告書

[続葉有]

(54) Title: DATA TRANSMISSION METHOD AND APPARATUS

(54) 発明の名称: データ伝送方法及び装置



- 61...HADAMARD MULTIPLEXING
74...HADAMARD DISTRIBUTION
65...ORTHOGONAL MIRROR FILTER MULTIPLEXING
75...ORTHOGONAL MIRROR FILTER DISTRIBUTION
66...ORTHOGONAL SERIES MULTIPLEXING
70...TRANSPARENT TRANSMISSION LINE (NYQUIST TRANSMISSION LINE)
76...ORTHOGONAL SERIES DISTRIBUTION
67...FIRST ORTHOGONAL SERIES MULTIPLEXING
62...INTERLEAVE
68...SECOND ORTHOGONAL SERIES MULTIPLEXING
78...SECOND ORTHOGONAL SERIES DISTRIBUTION
73...DEINTERLEAVE
77...FIRST ORTHOGONAL SERIES DISTRIBUTION

(57) Abstract: A data transmission method and apparatus by means of a transmission medium different variously with external noise, the connected device and the connection system such as multipath connection, realizing data transmission featured by (1) light processing load, (2) easy circuit equalization and adaptivity to multipath, and (3) immunity against noise. Hadamard multiplexing/distribution or orthogonal mirror filter multiplexing/distribution is carried out. Data is multiplexed using an orthogonal series. The multiplexed data is transmitted through a transparent transmission line, received, and distributed using the orthogonal series. Alternatively, data is multiplexed using an orthogonal series and interleaved along a frequency axis or time axis. The interleaved multiplexed data is multiplexed using an orthogonal series. The multiplexed data is distributed using an orthogonal series, the distributed data is deinterleaved along a frequency axis or time axis, and the deinterleaved data is distributed by orthogonal transformation.

[続葉有]



2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

(57) 要約:

外部からの雑音、接続機器、及びマルチパス等の接続方式等で多様に変化する伝送媒体におけるデータ伝送方法及び装置に関し、(1)処理負荷が軽く、(2)回線等化が容易でマルチパス対応可であり、又は(3)雑音変動に強いデータ伝送を実現する。

アダマール多重/分配、又は直交ミラーフィルタ多重/分配を行う。また、直交系列を用いてデータを多重し、該多重したデータを透過伝送路に送出し、該透過伝送路から受信したデータを直交系列を用いて分配する。また、直交系列を用いてデータを多重し、該多重されたデータを周波数軸及び時間軸でインタリーブし、該インタリーブされた多重データを直交系列を用いて多重すること、該多重データを直交系列を用いて分配し、該分配されたデータを周波数軸及び時間軸でデインタリーブし、該デインタリーブされたデータを直交変換を用いて分配する。

明 細 書
データ伝送方法及び装置

技術分野

- 5 本発明はデータ伝送方法及び装置に関し、特に多様に変化する伝送媒体におけるデータ伝送方法及び装置に関するものである。

データ伝送は、その用途、目的に応じた様々な伝送媒体が登場して来ている。これらの伝送媒体の特性は、例えば、マルチパスの環境では送信点から出力された信号は様々な経路を経由して変動し受信点で合成され受信レベルや位相の変動を伴い、接続される機器の特性により複雑に変化する。

- 10 また、伝送媒体によっては、外部からの雑音や接続された装置に起因する雑音を伴う。この結果、伝送されるデータ品質は著しく損なわれることになる。

- 15 このような環境にも関わらず、高品質な通信を確保するデータ伝送方法及び装置は、以下に示すような多岐に渡る産業上の利用分野においてその必要性が顕著になって来ている。

・電力線搬送のように雑音の多い環境下で高速なデータ伝送を実現しようとする電力線搬送モデム分野

- 20 ・CATV モデム、ADSL モデム、VDSL モデム分野
・2.4G の無線 LAN、無線伝送分野、光伝送分野など
・高記録密度の磁気ディスクや光ディスクの分野
・半導体による多値伝送技術
・バーコードスキャナ

以下、上記の特性を有する伝送媒体として、電力線によるデータ伝送を例にとりて説明するが、上記のようなその他の分野についても同様である。

- 25 電力線モデムは、柱上変圧器から家庭に供給される 100V/200V の家庭用電力線を伝送路としたモデムであり、電柱上に設置された親機とユーザ宅内に設置された子機で構成されている。

これらの間は、電柱間の低圧配電線、この低圧配電線から家庭までの引込線、及び屋内配線で接続されている。通常、1 台の親機には、最大 5 台程度の子機が

接続される。

以下に、電力線モデムにおけるデータ伝送の問題点を図 26 に基づいて説明する。同図(2)は、親機から見た家庭用電力線の回線特性を示しており、150m の低圧配電線は、約 $150\mu\text{H}$ のインダクタ L に見え、50m の引込線は、約 $0.1\mu\text{F}$ のコンデンサ C1 に見え、各種家電機器の雑音防止用のコンデンサが接続された屋内配線は、コンデンサ C2 に見える。

この結果、回線特性は、低域通過型のローパスフィルタに見えることになり、親機が、同図(1)に示したスペクトラムを有する送信信号 TX を送信した場合、子機は同図(2)に示した高域が大きく減衰したスペクトラムを有する受信信号 RX を受信する。このため、最悪の場合には、受信信号 RX の高域は、雑音 N に埋もれてしまう。

一方、受信信号 RX の低域も、高域ほどの減衰は無いが、例えば家電機器のインバータ等による雑音 N に埋もれてしまう。

また、電力線モデムにおいては、1 台の親機に複数の家庭に配置された子機を接続するため、無線伝送の場合と同様に、信号の反射等によるマルチパスの問題が発生する。

背景技術

図 27(1)は、従来のデータ伝送装置(モデム) 10 の構成例を示している。このモデム 10 は、スクランブラ・S/P 変換部(SCR・S/P) 11 において、シリアルな送信信号 SD をスクランブル処理するとともにパラレル信号に変換する。

このパラレル信号は、G/N 変換・和分演算部 12 において、グレイコード(G)であった送信信号 SD を演算可能なナチュラルコード(N)に変換し、さらに、受信側で位相検出するために用いる差分演算部 28 に対応したベクトル和分演算を行った後、信号点発生部 13 からナイキスト伝送路 70 (網掛け部) に送出する。

ナイキスト伝送路 70 は、透過伝送路に相当し、同(2)に示すように、送信信号点の間隔がナイキスト間隔(同図においては、384kB で送信されるものである)。

ナイキスト伝送路 70 において、送信信号は、ロールオフフィルタ(ROF) 14 で波形整形される。このロールオフフィルタ 14 の出力信号は変調回路(MOD) 15 によ

て変調を受け、さらに D/A 変換器 16 でデジタル信号からアナログ信号に変換された後、ローパスフィルタ (LPF) 17 で電力搬送波の周波数帯域 (10~450kHz) を含む低周波帯域のみの信号を抽出して送信線路に送り出す。

このような送信線路からの送信信号を受信線路を介して受信したとき、まずバンドパスフィルタ (BPF) 19 において所定の周波数帯域成分 (電力搬送モデムの場合は 10~450kHz) のみを抽出し、A/D 変換器 20 においてデジタル信号に戻す。

このデジタル信号は、復調回路 (DEM) 21 でベースバンドの信号に復調され、ローパスフィルタ (RPF) 22 で波形整形される。

そして、このローパスフィルタ 22 の出力は、等化器 (EQL) 25 及びタイミング抽出部 23 に送られ、抽出部 23 及び PLL 制御回路・電圧制御水晶発振器 (PLL・VCXO (Voltage Controlled Crystal Oscillator)) 24 はタイミング信号が抽出し、A/D 変換器 20 及び受信クロック分配部 (RX-CLK) 30 にタイミング信号を与えている。

等化器 25 は、符号間干渉を取り除き、キャリア自動位相制御器 (CAPC) 26 で位相合わせを行い、さらに判定部 (DEC) 27 で雑音を取り除いた信号成分のみを出力する。

そして、差分演算・N/G 変換部 (差分・N/G) 28 において、ナチュラルコードでベクトル和分演算の逆のベクトル差分演算を行った後、グレイコードに戻し、P/S 変換・デスクランブラ (P/S・DSCR) 29 において、このパラレルグレイコードをシリアル信号に変換してデスクランブル処理し、受信信号 RD として出力する。

このモデム 10 において、上記のような問題を解決する従来技術として (1) 回線等化及びガードタイム、(2) 不要帯域の除去、並びに (3) 雑音の平均化について、その問題点を含めて以下に説明する。

(1) 回線等化及びガードタイム

複雑に変化する伝送路を等化するために、DMT (Discrete MultiTone) 方式や OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式に見られるマルチキャリア伝送方式がある。

マルチキャリア方式は、使用する周波数帯域を、狭い複数のサブチャネルに分割し、それぞれのサブチャネルを直交振幅変調 (Quadrature Amplitude

Modulation : 以後、QAM と略称する。) 方式で伝送するものであり、各サブキャリア毎に送信電力や、送信データに割り当てるビット数を独立に決定できる。

- これにより、マルチキャリア方式は、電力線のように複雑に変化する回線特性、例えば、信号減衰周波数特性や雑音の周波数特性等の回線特性の等化に対して、
- 5 キャリア毎に独立に対応することで（例えば、雑音が顕著なキャリア帯域を除去することにより）柔軟に対応することができる。

また、マルチキャリア方式は、複数の伝送チャンネルでデータを並列に伝送することによって、等価的に伝送速度を低減したことになり、マルチパス問題の解決策であるガードタイムを設けることが容易になる。

- 10 しかし、DMT 方式及び OFDM 方式は、共に IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 及び FFT (Fast Fourier Transform) 技術を用いており、処理サイクル数の点で負荷が重い。

(2) 不要帯域の除去

- DMT 方式及び OFDM 方式の帯域は、図 28 に示すように 1 つのサブチャンネルの不要帯域が、等間隔のキャリア点で直交しているが、各サブチャンネルの不要帯域（サイドローブ）は $\sin x/x$ の波形で減少して行く形で低域及び高域に広がっている。
- 15 この不要帯域は、外部にフィルタを設けて除去することが可能である。

(3) 雑音の平均化

- 伝送路には、上述したように、外部から誘導される雑音や伝送路に接続された
- 20 機器が発生する雑音に乗っている。この雑音を低減する方式として、QAM 伝送路における周波数軸の平均化（積分化、又は平均化）やスペクトラム拡散方式における時間軸/周波数軸の平均化等がある。

この雑音の平均化を図 29 に示した原理図で以下に説明する。

- 同図(1)は、受信信号 RX に乗った雑音 N1 を示しており、周波数帯域によって異なる強さの雑音が発生し、局所的には大きな雑音が発生している。一般に、雑音
- 25 N1 によって発生したデータのビット誤りは、リードソロモン符号等の誤り訂正符号を用いて訂正することが可能であるが、局所的に誤りビット数が大きい場合、誤り訂正の能力を超えてしまうため訂正することができない。

これに対処する従来技術としてインタリーブと言う雑音を平均化する技術があ

る。この技術は、送信側が送信データをランダムに並び替えて送出し、受信側は同図(1)に示したように凹凸のある雑音 N を含む受信信号 RX を受信する。そして、受信側は、受信したデータを並び替えて元のデータに戻すが、このとき、雑音 N に起因するバースト誤り等は、同図(2)に示すように分散され、誤り訂正符号を用いた訂正が可能となる。

すなわち、インタリーブ技術は、送信データをランダムに並び替えて、誤り発生位置を分散させ、この分散した誤り（誤りビット数の小さい）を、誤り訂正符号を用いることにより訂正する技術である。

しかしながら、誤り訂正符号に基づく誤り訂正にも限界があり、例えば、図 26(3)に示すように受信信号 RX が雑音 N に埋もれてしまうような場合、誤り訂正は不可能となる。

従って本発明は、外部からの雑音、接続機器、及びマルチパス等の接続方式等で多様に変化する伝送媒体におけるデータ伝送方法及び装置において、(1) 処理負荷が軽く、(2) 回線等化が容易でマルチパス対応可であり、又は(3) 雑音変動に強いデータ伝送を実現することを課題とする。

発明の開示

(1) アダマール多重/分配

上記の課題を解決するため、本発明のデータ伝送方法及び装置は、アダマール (Hadamard、以後、ADM と略称することがある。) 系列を用いてデータを多重して送信することを特徴としている。また、アダマール系列を用いて受信したデータを分配することを特徴としている。

なお、送信側の多重と受信側の分配のフレーム同期については、送信側で、多重したデータのフレーム同期信号（例えば、振幅変調による同期信号）を送出し、受信側で抽出したフレーム同期信号に同期して受信したデータを分配することで行ってもよい。これは、後述する本発明のデータ伝送方法及び装置についても同様である。

図 1 は、本発明のデータ伝送方法及び装置の原理を示している。

図 1(1)において、送信側において、アダマール多重部 61 は、アダマール系列

を用いてデータの多重を行う。受信側において、アダマール分配部 74 は、該データをアダマール系列を用いて分配して元のデータに戻す。

以下に、アダマール変換及び逆変換について、以下に示す式(1)～(6)に基づき説明する。

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad \dots\dots \text{式(1)}$$

↓ ↓

縦方向に乗算してして加算 → $1 \cdot 1 = 0 \leftarrow$ 直交関係

$$\begin{bmatrix} x+y \\ x-y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad \dots\dots \text{式(2)}$$

$$\begin{bmatrix} 2x \\ 2y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x+y \\ x-y \end{bmatrix} \quad \dots\dots \text{式(3)}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad \dots\dots \text{式(4)}$$

$$\begin{bmatrix} w+x+y+z \\ w-x+y-z \\ w+x-y-z \\ w-x-y+z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ x \\ y \\ z \end{bmatrix} \quad \dots\dots \text{式(5)}$$

$$\begin{bmatrix} 4w \\ 4x \\ 4y \\ 4z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w+x+y+z \\ w-x+y-z \\ w+x-y-z \\ w-x-y+z \end{bmatrix} \quad \dots\dots \text{式(6)}$$

式(1)は、2次のアダマール行列を示している。この行列の縦方向同士を乗算して、それらの和を求めると“0”になる。これは、アダマール行列が直交関係にあることを示している。なお、アダマール行列の逆行列は、元の行列と同じ行列になる。

アダマール行列が直交行列であれば、データをアダマール変換を用いて多重し、その多重データをアダマール変換を用いた分配して元のデータに戻すことが可能である。

式(2)は、入力データ (x, y) が、アダマール変換した場合の出力データ $((x+y), (x-y))$ を示しており、式(3)は、アダマール変換された出力データをアダマール逆変換した場合を示している。変換結果は、係数を無視すれば、元の入力データ (x, y) に戻っている。

式(4)は、4 次のアダマール行列を示している。この行列の逆行列は、元の行列と同じであり、行と列を入れ替えても元の行列と同じであるので、直交行列である。

式(5)は、入力データ (w, x, y, z) を、アダマール変換した場合の出力データを示しており、この出力データをアダマール逆変換したデータを、式(6)は示している。係数を無視すれば、元のデータ (w, x, y, z) に戻っていることが分かる。

このように、アダマール変換/逆変換は、演算が簡単であるため IFFT や FTT と比較して処理サイクル数が少なく、処理装置として通常用いられる DSP (Digital Signal Processor) 等に対する負荷が軽くなる。

また、アダマール変換後のデータに乗った雑音は、逆変換して元のデータに戻した場合、アダマール変換/逆変換をせずに直接伝送したデータに乗った雑音より小さくなる。これは、逆変換の式(6)において、例えば、データ w は、それぞれ雑音含む入力信号 $(w+x+y+z)$, $(w-x+y-z)$, $(w+x-y-z)$, $(w-x-y+z)$ を平均化して求められていることから分かる。

すなわち、アダマール変換/逆変換は、他の直交変換と同様に、積分効果（平均化）があり、雑音変動に強いことが分かる。

(2)直交ミラーフィルタ多重/分配

アダマール系列を用いた多重及び分配と同様に、図 1(2)に示すように、直交ミラーフィルタ系列を用いた多重又は分配を行うことにより、平均化及び処理サイクル数の負荷を軽くすることが可能になる。処理サイクル数については、特に、低次の直交ミラーフィルタ系列においてその効果が大きい。

(3)直交系列多重+透過伝送路、透過伝送路+直交系列分配

上述したように、DMT 方式や OFDM 方式は、図 2(1)に示すように一つのチャネルの不要帯域が等間隔のキャリア点で直交するが、不要帯域が $\sin x/x$ のカーブで低域と広域の両方に向かって減衰する波形となっており、QAM のナイキスト伝送路のように狭帯域幅での伝送路構築は困難である。

- 5 この課題を解決するため、本発明のデータ伝送方法及び装置においては、直交系列を用いてデータを多重し、この多重されたデータを透過伝送路に送出すること、及び透過伝送路からデータを受信し、そのデータを直交系列を用いて分配することができる。

- すなわち、図 1(3)に示すように、送信側において、直交系列（例えば、アダマール系列）を用いてデータを多重し、この多重したデータを透過伝送路 70 に送出する。受信側において、透過伝送路 70 から受信した（多重）データを直交系列（例えば、アダマール系列）を用いて分配し元のデータに戻す。

- これにより、図 2(2)に示すように、ナイキスト伝送路 70 のような帯域幅で、入力された信号をそのまま出力する透過伝送路を通すことにより、不要帯域は帯域幅内に折り返されて不要帯域は除去される。この場合、折り返された信号は、互いに直交しているため符号間干渉は発生しない。

なお、直交系列としてアダマール変換の他に、ウェブレット(Wavelet)変換、直交ミラーフィルタ、DMT 方式、及び OFDM 方式等を用いてもよい。

- また、透過伝送路として、QAM 伝送路及びスペクトラム拡散伝送路等を用いてもよい。

(4) アダマール多重+直交系列多重+透過伝送路

透過伝送路+直交系列分配+アダマール分配

- また、本発明のデータ伝送方法及び装置は、アダマール系列を用いてデータを多重し、この多重したデータを直交系列を用いてさらに多重し、この多重されたデータを透過伝送路に送出することや、該透過伝送路から受信したデータを、直交系列を用いて分配し、この分配したデータを、さらにアダマール直交系列を用いて分配することができる。

すなわち、図 1(4)に示すように、送信側において、データをアダマール系列を用いて多重 61 を行った後に、直交系列多重 63 を行い、多重されたデータをナイ

キスト伝送路 70 に送出する。

受信側において、ナイキスト伝送路 70 から受信した（多重）データを直交系列 76 を用いて分配した後、さらにアダマール系列を用いて分配 74 して元のデータに戻す。

- 5 これにより、符号間干渉を発生することなく、不要帯域を除去することが可能となると共に、アダマール変換を用いることにより処理を高速化することが可能になる。

(5) 第 1 の直交系列多重+インタリーブ+第 2 の直交系列多重

第 2 の直交系列分配+デインタリーブ+第 1 の直交系列分配

- 10 また、上記の雑音変動の問題を解決するため、送信側において、第 1 の直交系列を用いてデータを多重し、この多重されたデータを周波数軸及び時間軸でインタリーブし、このインタリーブされた多重データを第 2 の直交系列を用いて多重することや、受信側において、データを該第 2 の直交系列を用いて分配し、この分配されたデータを周波数軸及び時間軸でデインタリーブし、このデインタリーブされたデータを、さらに該第 1 の直交系列を用いて分配することが可能である。

- 15 これによれば、図 1(5)に示すように、受信側において、第 1 の直交系列を用いた多重 67 及びインタリーブ 62 で周波数軸インタリーブ及び時間軸インタリーブによる平均化を行い、第 2 の直交系列を用いた多重 66 での等化を行う、というように、平均化処理と等化処理を分離することで、処理の単純化を図り、平均化処理と等化処理を共に行うことが可能になる。

20 受信側においては、第 2 の直交系列による多重 76 で等化処理を行った後、デインタリーブ 73 における時間軸インタリーブ及び周波数軸インタリーブと、第 1 の直交系列による分配 77 とで等化処理を行う。

- 25 このとき、該第 1 の直交系列としてアダマール系列を用いることで処理時間の短縮化が可能である。また、インタリーブ及びデインタリーブに PN 系列を用いてもよい。

これにより、従来のインタリーブが、例えば、DMT 方式（直交系列）の前段にビットインタリーブを行う場合と比較して、インタリーブを高速で行うことができるので、雑音をより平均化することが可能になる。

図3は、送信側において、例えばアダマール変換を用いたデータ多重後に、インタリーブを設けてチャンネルCH1～CH16を周波数軸 f のみで拡散した状態を示している（網掛け部参照）。

この拡散はPN系列(1, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 0, 0, 0)を用いて行われており、
5 各チャンネルCH1～CH16のデータは、例えば、PN系列から順次取り出した4ビットで決定される値のチャンネルCHに拡散されている。

図4は、送信側に設けたインタリーブが、図3に示した周波数軸 f の拡散に加えて、時間軸 t で拡散した状態を示している。時間軸 t での拡散は、周波数軸 f における拡散と同様に、PN系列を用いて行われ、各時間 $t_1 \sim t_{16}$ のデータは、PN
10 系列から順次取り出した4ビットで決定される値の時間 t に拡散されている。

図5は、PN系列（2値15チップ）の相関を求めた図であり、PN系列の直交性を示している。まず、PN系列の送信側の信号点配置を $0 = 0$ 度、 $1 = 180$ 度とすると、 $0 \rightarrow -1$ 、 $1 \rightarrow 1$ となる。そこで、PN系列の中の“0”の値を“-1”とした基本系列(1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, -1)に変換する。

15 さらに、この基本系列とそれ自身と内積（系列の各要素同士の積の総和）を求めると、0次の相関＝“15”を得る。次に、基本系列と、この基本系列の各要素を1要素だけ回転して得た+1次系列との間の内積を求めると、+1次相関＝“-1”を得る。

同様に、それぞれ、基本系列と、回転を2～14要素だけ行った+2～+14次系列との間の内積を求めて、+2次～+14次の相関とすると全て“-1”となる。+15次の相関は、15回の回転で基本系列に戻るなので0次の相関と同じ“15”となる。これにより、PN系列の直交性、すなわち、0次～+14次系列は相互に直交し相関が無いことが分かる。

25 なお、受信側で複素数信号を受信した場合、複素数の内積、すなわち複素共役値との積の和を求めると、送信された $0 = 0$ 度、 $1 = 180$ 度と同一値になる。

インタリーブに、このような簡単なPN系列を用いることで、他の直交系列を用いた場合と比較して演算処理時間が短くなることにより、高速なデータ伝送が可能になる。

本発明のインタリーブによる雑音の平均化を図6に示す。同図は、上述した図

29 と同様であるが、同図(2)に示した従来の分散された雑音 N2 は、実際は図 6(2)の従来の分散された雑音 N3 ようなものである。

本発明の高速なインタリーブによれば、同(2)の本発明による分散された雑音 N4 のように平均化され、誤り訂正符号で訂正することが可能になる。

5 (6)雑音キャンセラ

図 26 で示したように、電力線伝送路の場合、受信信号 RX が雑音 N に埋もれてしまう。このような場合、上述したインタリーブによる平均化を行っても雑音 N から受信信号 RX を取り出すことが不可能である。

例えば、図 7(1)に示すように雑音 N のレベルが高い低域部分（雑音成分 N1、信号成分 S1）をカットして高域部分のみを使用してデータ伝送しても S/N 値はマイナスのままである。

一方、図 26(3)及び図 7(1)において、電力線の雑音をよく見ると、低域強調型が多く、ミクロ的に見ると白色雑音だが、マクロ的に見ると（全周波数帯域で見ると）有色系雑音になっていることが分かる。つまり、全周波数帯域内のどの狭帯域で見ても同じ白色雑音になっている。

従って本発明は、このようにマクロ的に見た有色系雑音に注目し、図 7(2)に示すように、低域の支配的な雑音成分 N1 を積極的に除去して S/N 値をプラスに転じさせ、低域に埋もれた、比較的高いレベルの受信信号 S を抽出しようとするものである。

そこで本発明では、送信側において、データを直交系列を用いて多重し、この多重されたデータに定期的にゼロ点を挿入すること、受信側で、受信したデータに定期的に含まれるゼロ点を用いて該データの雑音成分を補間予測し、この雑音成分を該データから差し引くことで送信された元のデータを再生し、この再生された元のデータを直交系列を用いて分配するデータ伝送方法及び装置を実現している。

なお、ゼロ点は、時間と振幅と位相が特定された信号（以下、特定信号と称することがある。）であればよい。

このような本発明に係る雑音除去方法及び装置の原理を、図面を参照して以下に説明する。

図 8(1)には、従来における信号のデータ伝送系統（以後、送受信系統と称する）が示されており、送信データを直交系列を用いて多重する送信信号発生部 32 からの送信信号は透過伝送路としてのナイキスト伝送路 70 を経由して受信データを直交系列を用いて分配する受信信号再生部 33 に送られる。

- 5 このような送受信系統において、本発明は、同図(2)に示すように、送信信号発生部 32 とナイキスト伝送路 70 との間に特定信号又はゼロ点（以下、ゼロ点と総称する。）の挿入部 64 を設けるとともに、ナイキスト伝送路 70 と受信信号再生部 33 との間に雑音除去部 71 を設けたものである。なお、雑音除去部 71 は、後述するように、周波数シフト部 3 と間引部(DCM)4 と補間部(IPL)5 と周波数逆シフト部 6 と減算部 7 とで構成されている。

- 10 まず、送信信号発生部 32 で発生された送信信号のシンボルレートを、図 9(1)に示すように例えば 192kB であるとする。このような送信信号が、ゼロ点挿入部 64 に与えられると、ゼロ点挿入部 64 では、同図(2)に示すように、同図(1)の送信信号に対して、ゼロ点を挿入してナイキスト伝送路 70 へ送信する。この場合、
15 信号 S も同じ速度で送信するならば、送信速度は 384kB となる。

受信側では、同図(3)に示すように、受信信号 S 及びゼロ点にそれぞれ伝送路 70 の雑音 N が乗った形で受信することになる。

- 20 そこで、雑音除去部 71 では、雑音 N を含む信号 S(S+N)を除去し、ゼロ点における雑音 N のみを残し、これらの雑音 N から、各受信信号点において、同図(4)に示すように、両側の雑音 N から雑音補間信号 N' を生成する。

そして、雑音除去部 71 においてはさらに、同図(3)に示す受信信号から、同図(4)に示す雑音補間信号 N' を差し引くことにより、同図(5)に示すように雑音 N が N-N' となり実質的に除去された信号成分 S のみから成る信号（送信信号に相当）を再生することができる。

- 25 このような雑音除去部 71 の動作を図 10～図 12 を用いてより詳しく説明する。

まず、上述した送信信号は、図 10(1)に示すように 192kB の速度で伝送される。この場合のスペクトルをスカラー（横軸は周波数 kHz）で表したものが同図右側に示されている。

そして、このような送信信号に対してゼロ点を挿入すると、同図(2)に示すよう

に、各信号点の間にゼロ点が挿入されて、挿入後の周波数帯域は 384kB となる。
この場合は、+192kHz を中心にコピーしたスペクトルになる。

このようなゼロ点が挿入された送信信号が受信側に送られた時の受信信号は、
同図(3)に示すように、信号 S 及びゼロ点それぞれにおいて雑音成分 N が重畳され
5 たものとなる。この場合のスペクトルも同図(2)に示した送信信号の場合と同様で
ある。

このような受信信号が雑音除去部 71 における周波数シフト部 3 においてシフト
された後、間引部 4 に送られた時の動作が図 11 に示されている。

すなわち、受信信号 S (n) のサンプル値とスペクトラムは同図(1)に示す通り
10 であり、この信号 S (n) の Z 変換 A は、次式で表わされる。

$$A = S(z) = \sum S(n) z^{-n} \quad \dots \text{式 (1)}$$

なお、同図右側のスペクトラムは、伝送路 31 で雑音が付加されるため、0 ~
fs/2 (fs はサンプル周波数) に分布することを示している。

このような受信信号 S (n) の反転信号の Z 変換 B は、次式で示される。

$$15 \quad B = Z [(-1)^n S(n)] = S(-z) \quad \dots \text{式 (2)}$$

この場合の反転信号は、信号点における信号成分のみに対して行われるために
(-1)ⁿ が係数となっている。

そして、このような反転信号 (-1)ⁿ * S (n) と同図(1)に示す受信信号 S (n)
とを加算した後の信号 t (n) の Z 変換 C は、次式で与えられる。

$$20 \quad C = Z [t(n)] = T(z) = (1/2) * [S(z) + S(-z)] \quad \dots \text{式 (3)}$$

すなわち、信号点における振幅はゼロになり、信号成分 S だけでなく信号 S に
重畳されていた雑音成分 N も一緒に除かれる形になる。ここで、信号 t (n) は t
(1), t (3), ..., = 0 のため、次式で表わされる。

$$T(z) = \sum t(2n) * z^{-2n} \quad \dots \text{式 (4)}$$

25 このようにして得られた同図(3)に示す信号 t (n) の信号点を間引いた後の信
号 D は、次式で表わされる。

$$D = u(n) = T(z^{1/2}) \quad \dots \text{式 (5)}$$

この場合、伝送速度は 192kB に低下するので、同図(4)の右図に示すように、ス
ペクトラムは折り返す形となる。

最終的な信号 $E = U(z)$ は次式で与えられる。

$$E = [S(z^{1/2}) + S(-z^{1/2})] / 2 \quad \cdots \text{式 (6)}$$

このようにして得られた間引信号 $u(n)$ は図 8 に示した補間部 5 に与えられると、図 12 に示す動作を呈する。

- 5 すなわち、間引部 4 からの信号 $u(n)$ は、同図 (1) に示すサンプル値とスペクトラムを有する雑音成分のみであり、この雑音成分にゼロ点を挿入した信号 $t(n)$ は同図 (2) に示すようなサンプル値とスペクトラムを有し、その Z 変換 A は次式で示される。

$$A(z) = \sum t(n) z^{-n} \quad \cdots \text{式 (7)}$$

- 10 ここで、 $t(1), t(3), \dots = 0$ であるため、

$$A = \sum t(2n) z^{-n} = u(n) z^{-2n} \quad \cdots \text{式 (8)}$$

となるので、次式が得られる。

$$T(z) = U(z^2) \quad \cdots \text{式 (9)}$$

- 15 この、信号 $T(z)$ において、ゼロ点の両側の雑音成分 N で補間すると、図 11 (1) に示した受信信号 $S(n)$ と同一の伝送速度を有し、なおかつ雑音成分のみを有する。

従って、受信信号 $S(n)$ から、その補間した信号を差し引くことにより、図 10 (2) に示すゼロ点が挿入された送信信号が得られることになる。

なお、同図 (1) に示す送信信号を得るためには、ゼロ点を間引けばよい。

- 20 上記の説明は、送信信号がどのようにして受信側で再生されるかを示したものであるが、雑音成分のみに着目して雑音成分がどのように除去されるかを示したものが図 13 である。

- 25 すなわち、送信信号が $192\text{kHz} (\pm 96\text{kHz})$ の伝送帯域を有するとき、これに対してゼロ点挿入を行うと帯域が 2 倍になるとともに、コピー成分が発生してナイキスト伝送路 70 へ送られる。

そして、雑音除去部 71 においては、まず雑音分布特性①に示すように、雑音分布は、 $\pm 192\text{kHz}$ に渡っており、図 7 にも示したように、特に左半分の $-192 \sim 0\text{kHz}$ の周波数帯域において雑音レベルが高くなっており、 $0 \sim +192\text{kHz}$ の間は、低い雑音レベルになっている。

この状態で、周波数シフト部 3 によって、+96kHz だけシフトさせると、雑音特性②に示すように、雑音成分 A + B は、雑音特性①に対して+96kHz だけシフトされた形になっており、これに伴って、雑音特性①における雑音成分 D は-192kHz ~ -96kHz に折り返されることになる。これにより、補間予測したい雑音帯域を補間帯域にシフトしたことになる、雑音をより効果的に除去することができる。

なお、+96kHz のシフト量は説明の便宜上の一例にすぎない。

この状態で間引部 4 において間引動作を行うと、周波数が半分になるため、雑音成分 A は+96 ~ +192kHz に折り返され、雑音成分 B は-192 ~ -96kHz に、雑音成分 C は-96 ~ 0kHz に、そして雑音成分 D は 0 ~ +96kHz に折り返される形となる。ここでは、折り返し成分が最小となる帯域を選定している。

そして補間部 5 においてゼロ点の補間を行い且つ両端の雑音成分 A + C 及び B + D をフィルタ除去すると、雑音特性④に示すように、-96 ~ +96kHz の間だけ雑音成分 A + C 及び B + D が残ることになる。

そして、この補間した雑音成分を上記の周波数シフトと逆方向に、すなわち-96kHz だけシフトさせると、雑音特性⑤に示すように-192 ~ 0kHz の間のみ雑音成分 A + C 及び B + D が残る。

従って、このような雑音成分を、雑音特性①に示した全体の雑音成分から減算部 7 において減算することにより、雑音特性⑥に示すように、-192 ~ 0kHz における雑音成分 A 及び B は完全に除去されることとなる。なお、雑音成分 C 及び D は残存することになるが、図 7(2)にも示したように、これらの雑音レベルは低いものであるので S/N 値には大きな影響は及ばさない。

このようにして雑音除去がされた受信信号は実質的に送信信号に対応したものとして再生されたことになる。

なお、上記のように周波数シフトを行うのは、例えば補間予測する帯域を雑音の最も多い帯域（この例では低域）に設定し、折り返しとなる周波数帯域に関しては高域の雑音の少ない帯域を選択するためである。

上述した図 9 及び図 10 においては、信号点間にゼロ点を 1 個挿入した場合を取り上げたが、図 14 においては、ゼロ点挿入の種々のパターンを示している。

すなわち、同図(1)の場合には、ゼロ点を信号 S 3 個置きに 1 個挿入し、雑音予

測帯域が 96kHz になる場合を示している。

また、同図(2)の場合には、ゼロ点を信号 S 2 個置きに 1 個挿入した場合を示し、雑音予測帯域は 128kHz になる。

同図(3)は上記の例と同様にゼロ点を信号 1 個置きに 1 個挿入したときの例で
5 あり、雑音予測帯域は 192kHz となる。

同図(4)に示す例では、ゼロ点を信号 S 1 個置きに 2 個挿入したときの例を示し、雑音予測帯域は 256kHz となる。

さらに、同図(5)の場合には、ゼロ点を信号 S 1 個置きに 3 個挿入したときの例を示し、雑音予測帯域は 288kHz となる。

10 図 14(4)及び(5)に示すようにゼロ点の数を増大させることにより、より広帯域の雑音をキャンセル可能となり雑音耐力が増す代わりにデータ伝送の速度が低下することがあるが、より劣悪な環境にも耐えられることとなる。

図面の簡単な説明

15 図 1 は、本発明に係るデータ伝送方法及び装置の原理を示したブロック図である。

図 2 は、本発明における不要帯域の除去の基本原理を示した図である。

図 3 は、本発明における時間軸インタリーブ例を示した図である。

図 4 は、本発明における時間軸/周波数軸インタリーブ例を示した図である。

20 図 5 は、本発明で用いる PN 系列の直交性を示した図である。

図 6 は、本発明に係るデータ伝送方法及び装置における雑音平均化の基本原理を示したグラフ図である。

図 7 は、本発明に係るデータ伝送方法及び装置における雑音キャンセルを示したグラフ図である。

25 図 8 は、本発明における雑音キャンセルの基本構成を従来例と比較したブロック図である。

図 9 は、本発明の動作概要を示した図である。

図 10 は、本発明の送信動作を詳しく示した図である。

図 11 は、本発明の間引き動作を説明した図である。

図 1 2 は、本発明の補間動作を説明した図である。

図 1 3 は、本発明の雑音成分除去プロセスを示した図である。

図 1 4 は、本発明によるゼロ点挿入の種々の態様を示した図である。

5 図 1 5 は、本発明に係るデータ伝送方法及び装置の実施例(1)を示したブロック図である。

図 1 6 は、本発明に係るデータ伝送方法及び装置の実施例(2)を示したブロック図である。

図 1 7 は、本発明に係るデータ伝送方法及び装置における不要帯域除去の実験例を示した図である。

10 図 1 8 は、本発明に係るデータ伝送方法及び装置の実施例(3)を示したブロック図である。

図 1 9 は、本発明に係るデータ伝送方法及び装置の実施例(4)を示したブロック図である。

図 2 0 は、本発明におけるキャリア数の最適化を示した表図である。

15 図 2 1 は、本発明に係るデータ伝送方法及び装置の実施例(5)を示したブロック図である。

図 2 2 は、本発明に係るデータ伝送方法及び装置の実施例(6)を示したブロック図である。

図 2 3 は、本発明に用いる雑音除去部の実施例を示したブロック図である。

20 図 2 4 は、本発明に用いる補間部の実施例を示したブロック図である。

図 2 5 は、本発明で用いるタイミング抽出部及び PLL 回路の実施例を示したブロック図である。

図 2 6 は、従来のデータ伝送方法及び装置における問題点(1)を示した図である。

25 図 2 7 は、従来のデータ伝送装置であるモデムの構成例を示したブロック図である。

図 2 8 は、従来のデータ伝送方法及び装置における問題点(2)を示した図である。

図 2 9 は、従来のデータ伝送方法及び装置における問題点(3)を示した図である。

符号の説明

3 周波数シフト部

4, 44, 45 間引部(DCM)

- | | | | |
|----|--|--------|--------------------------|
| 5 | 補間部 (ILP) | 6 | 周波数逆シフト部 |
| | 7 減算部 | 8, 9 | 遅延部 |
| | 10 データ伝送装置、モデム | 11 | スクランブラ・S/P 変換部 (SCR・S/P) |
| | 12 G/N 変換・和分演算部 (G/N・和分) | | |
| 5 | 13 信号点発生部 | 14, 22 | ローパスフィルタ (LPF) |
| | 15 変調回路 (MOD) | 16 | D/A 変換器 |
| | 17 ローパスフィルタ (LPF) | 18 | 送信クロック発生回路 (TX-CLK) |
| | 19 バンドパスフィルタ (BPF) | 20 | A/D 変換器 |
| | 21 復調回路 (DEM) | 23 | タイミング抽出部 |
| 10 | 231 パワー演算部 (PWR) | 232 | バンドパスフィルタ (BPF) |
| | 233 ベクトル化回路 | | |
| | 24 PLL 制御回路・電圧制御水晶発振器 (PLL・VCXO) | | |
| | 241 比較部 | 242 | ローパスフィルタ (LPF) |
| | 243 二次 PLL 回路 | 244 | D/A 変換器 |
| 15 | 245 電圧制御水晶発振器 (VCXO) | 246 | 分周器 |
| | 25 等化器 (EQL) | 26 | キャリア自動位相制御器 (CAPC) |
| | 27 判定部 (DEC) | 28 | 差分演算・N/G 変換部 (差分・N/G) |
| | 29 P/S 変換・デスクランブラ (P/S・DSCR) | | |
| | 30 受信クロック分配部 (RX-CLK) | | |
| 20 | 32 送信信号発生部 | 33 | 受信信号再生部 |
| | 52 補間フィルタ | 61 | アダマール多重部 |
| | 62 時間/周波数インタリーバ | 63 | DMT・ガードタイム付加部 |
| | 64 ゼロ点挿入部 | 65 | 直交ミラーフィルタ多重部 |
| | 66, 67 直交系列多重部 | 70 | 透過伝送路、ナイキスト伝送路 |
| 25 | 71 雑音除去部 | 72 | ガードタイム除去・DMT 部 |
| | 73 時間/周波数デインタリーバ | 74 | アダマール分配部 |
| | 75 直交ミラーフィルタ分配部 | 76, 77 | 直交系列分配部 |
| | 80 同期部 (タイミング同期、サブフレーム同期、アダマールマスタフレーム同期) | | |

81 振幅位相引込部

図中、同一符号は同一又は相当部分を示す。

発明を実施するための最良の形態

5 実施例(1) (アダマール多重)

本発明に係るデータ伝送方法を実現する装置の実施例(1)が、図 15 に示されている。

この装置の構成は、図 27 に示したモデム 10 におけるロールオフフィルタ 14 及び変調回路 15 の代わりにアダマール多重部 61 が挿入されていること、キャリア
10 ア自動位相制御器 26、等化器 25、ロールオフフィルタ 22、及び復調回路 21 の代わりにアダマール分配部 74 が挿入されていることが異なっている。

また、送信側は、アダマール変換したブロックの同期を示すアダマールマスタ
フレーム同期信号を付加する同期信号付加部（図示せず）を備え、受信側におい
ては、該同期信号を抽出してアダマール分配部 74 に与えるアダマールマスタフレ
15 ーム同期部 80 を備えている。

なお、図 27 に示された送信クロック発生回路(TX-CLK)18、受信クロック分配部
30 は、図 15 においては図示が省略されている。

動作においては、アダマール多重部 61 は、信号点発生部 13 から受信したデー
タをアダマール変換した後多重する。多重されたデータは、D/A 変換器 16 におい
20 てアナログデータに変換され、例えば、送信線路が電力線である場合、LPF17 で
電力搬送波の周波数帯域(10~450kHz)を含む低周波帯域のみの信号として送出さ
れる。

この送信線路からの送信信号を受信線路を介して受信したとき、まず BPF19 は、
所定の周波数帯域成分（電力搬送モデムの場合は 10~450kHz）のみを抽出し、A/D
25 変換器 20 においてデジタル信号に戻す。

受信側において、同期部 80 は、受信したデジタル信号からアダマールフレーム
同期信号を抽出する。この同期信号に同期してアダマール分配部 74 は、受信した
データを逆アダマール変換を用いて分配（分離）する。

このように、アダマール多重及びアダマール分配を用いたデータ伝送方法及び

装置によれば、例えば、DMT 方式及び OFDM 方式と比較して処理負荷が軽くなり、高速データ伝送に対応することが可能となる。また、マルチキャリア方式にすることにより、回線特性に対応した等化が可能となる。

同様に、直交ミラーフィルタ多重/分配についても処理負荷を軽くすることが可能になる。

実施例(2) (アダマール多重 (直交系列多重) + 透過伝送路)

図 16 は、本発明の実施例(2)を示しており、この実施例(2)が図 15 に示した実施例(1)と異なる点は、送信側において、アダマール多重部 61 の後段、D/A 変換器 16 及び LPF17 の代わりに、図 27 に示した透過伝送路であるナイキスト伝送路 (例えば、QAM 伝送路) 70 が接続され、受信側において、このナイキスト伝送路 70 にアダマール分配部 74 が、接続されていることである。

なお、この実施例(2)では、マルチパス対策のため、送信側において、アダマール多重部 61 とナイキスト伝送路 70 の間にはガードタイム付加部 (同図中では、便宜上アダマール多重部と同じ機能ブロックで表示している。) が挿入され、受信側において、ナイキスト伝送路 70 とアダマール分配部 74 との間にガードタイム除去部 (ガードタイム付加部と同様に、便宜上アダマール分配部と同じ機能ブロックで表示している。) が挿入されている。

図 17 は、ナイキスト伝送路 70 の送信側出力、すなわち、ローパスフィルタ 17 の出力の周波数特性を示している。同図(1)～(3)は、それぞれ、横軸の周波数の表示範囲を 0～100kHz、0～500kHz、及び 0～5.0MHz としたものであり、同じ波形を示している。

これによれば、アダマール多重部 61 とアダマール分配部 74 の間をナイキスト伝送路 70 で接続することにより、その帯域が目標帯域 10～450kHz に狭帯域化され、不要帯域が除去されていることが分かる。

25 実施例(3) (アダマール多重 (直交系列多重) + インタリーブ + 直交系列多重)

図 18 は、本発明の実施例(3)を示しており、この実施例(3)が実施例(1)と異なる点は、送信側において、実施例(1)のアダマール多重部 61 と D/A 変換器 16 との間に時間/周波数インタリーブ 62 及び直交系列多重方式であるマルチキャリア方式の DMT 部 63 が縦続接続され、受信側において、A/D 変換器 20 とアダマール分

配部 74 との間に DMT 部 72、及び時間/周波数デインタリーバ 73 が縦続接続されていることである。

5 なお、振幅位相引込部 81（＝周波数等化部）は、タイミング上、DMT 部 72 の後段に移動している。また、DMT 部 63 と D/A 変換器 16 との間には、マルチパス対策のガードタイム付加部（同図中では、便宜上、DMT 部 63 と同じ機能ブロックで表示されている。）が接続され、A/D 変換器 20 と DMT 部 72 との間には、ガードタイム除去部（付加部と同様に、便宜上、DMT81 と同じ機能ブロックで表示されている。）が接続されている。

10 送信側において、時間/周波数インタリーバ 62 は、アダマール多重部 61 からの多重データに対して、図 4 に示した周波数軸インタリーブ及び時間軸インタリーブを実行する。このインタリーブされたデータは、DMT・ガードタイム付加部 63 において、マルチキャリア直交系列多重された後、ガードタイムが付加され、D/A 変換器 16 及び LPF17 を経由して送信線路に送出される。

15 受信側において、ガードタイム除去・DMT 部 72 は、受信線路、BPF19 及び A/D 変換器 20 を経由して受信したデータのガードタイムを除去した後、DMT 部 72 で DMT 復調して振幅位相引込部 81 を介して時間/周波数デインタリーバ 73 に与える。

20 デインタリーバ 73 は、時間軸及び周波数軸のインタリーブを実行し、送信/受信線路間で乗った雑音を平均化してアダマール分配部 74 に与える。アダマール分配部 74 は、雑音が平均化されたデータを分配した後、逆アダマール変換を実行して DEC27 に与える。

25 このように、送信側においては、アダマール多重部（直交系列多重部）61 及び時間/周波数インタリーバ 62 に雑音の平均化の処理を行わせ、DMT（直交変調）にガードタイム等の等化を行わせることにより、平均化と等化の機能を分離して処理を簡単にするることにより、平均化及び等化を共に行うことが可能になる。

30 受信側も、平均化処理は、時間/周波数デインタリーバ 73 及びアダマール分配部 74 に行わせ、等化処理は、DMT72 側が行うように分離して、処理を簡単にするることにより、平均化及び等化を共に行うことが可能になる。

35 これにより、多重及び分配処理の高速化によるデータ伝送の高速化、雑音の平均化を高速で行うことが可能となりデータ伝送誤り減少、平均化及び等化を共に

実現することが可能になる。

実施例(4) (アダマール多重 (直交系列多重) + インタリーブ + 直交系列多重)

図 19 は、本発明の実施例(4)を示しており、この実施例(4)が図 18 に示した実施例(3)と異なる点は、送信側において、DMT・ガードタイム付加部 63 にナイキスト伝送路 70 を直接接続し、受信側において、ガードタイム除去・DMT 部 72 に直接接続したことである。

これにより、実施例(3)で示したデータ伝送の高速化、伝送誤りの減少、平均化と等化の共に処理することに加えて、実施例(2)で示したナイキスト伝送路 70 による不要帯域の除去 (狭帯域化) が、符号間干渉を起こすことなく可能になる。

図 20 は、本発明に係るデータ伝送方法及び装置において最適なキャリア数を求めるための図表である。この図表は、キャリア数に対する(1)符号当りの伝送速度 (Bauds)、(2) 1 符号の伝送時間 (μs)、(3) 各フィルタを実現するために使用されるトランスバーサルフィルタに必要なタップ (tap) 数、(4) 処理に必要なサイクル数 (MIPS)、(5) ピーク値 (dB)、及び(6) 等化範囲 (dB) が示されている。

判定条件を、tap 数の範囲：8 ~ 32、サイクル数：100MIP 以下、ピーク値：12dB 以下、等化範囲： ± 6 dB 以内、とすれば、12 ~ 16 個のキャリアが最適値であると判断できる。

実施例(5) (アダマール変換 (直交変換) + インタリーブ + 直交変換 + 雑音キャンセラ)

図 21 は、本発明の実施例(5)を示しており、この実施例(5)が図 19 に示した実施例(4)と異なる点は、送信側において、DMT・ガードタイム付加部 63 とナイキスト伝送路 70 の間にゼロ点挿入部 64 が縦続接続され、受信側において、ナイキスト伝送路 70 とガードタイム除去・DMT 部 72 との間に雑音除去部 71 が縦続接続されていることである。

これによって、実施例(4)で示した効果に加えて、インタリーブ等で対応できない雑音レベルの高い雑音キャンセルすることが可能になる。

ゼロ点挿入部 64 及び雑音除去部 71 に基づく雑音キャンセルの詳細動作については、次の実施例(6)でまとめて説明する。

実施例(6) (雑音キャンセラ)

図 22 は、本発明に係るデータ伝送装置（モデム）10 の実施例(6)を示したものである。このモデム 10 は、上述したゼロ点（特定信号）挿入部 64 と雑音除去部 71 を除いて、従来のモデム 10 と同様の構成を有する。

5 信号点発生部 13 において、図 3(1)及び図 4(1)に示すような送信信号を送出する。この送信信号は、本発明によるゼロ点挿入部 64 でゼロ点が挿入され、ナイキスト伝送路 70 に送出される。

ナイキスト伝送路 70 において、送信線路→受信線路を経由して受信された受信信号は、ローパスフィルタ 22 から、本発明による雑音除去部 71 において伝送路の雑音成分が除去された後、等化器 25 に送られる。

10 図 23 は、図 22 に示した雑音除去部 71 の実施例を示したものであり、図 8 に示した雑音除去部 71 に対応している。

すなわち、受信信号 A (384kB) は、周波数シフト部 3 において、所望の回転ベクトル信号 B により周波数シフトされた信号 C として出力される。

15 この信号 C は間引部 4 に送られ、この間引部 4 では、図 22 に示した PLL 回路 24 から抽出されたゼロ点信号 (192kB) に基づき、図 11(4)に示した雑音成分のみの信号 D (192kB) に変換される。

20 この信号 D は補間部 5 に送られて、そのフィルタ処理により補間された信号 E (384kB) として出力される。この信号 E は周波数逆シフト部 6 に送られ、周波数シフト部 3 で用いた回転ベクトル信号 B と逆方向にシフトするため、信号 B とは共役複素数を構成する信号 F によって逆回転されて信号 G として出力される。なお、この信号 F は補間部 5 の出力信号とタイミングを合わせるため遅延回路 8 が途中に設けられている。

25 周波数逆シフト部 6 の出力信号 G は減算部 7 において受信信号 A から減算されて出力信号 K となる。なお、この場合も補間部 5 の出力信号とタイミングを合わせるため遅延回路 9 が受信信号 A に対して設けられている。

このようにして、雑音除去部 71 からは、受信信号 A から雑音成分が除去された後の信号 K が出力されることとなる。

図 24 は、図 23 に示した補間部 5 の実施例を示しており、この実施例では、ゼロ点挿入部 51 と補間フィルタ 52 とで構成されている。

すなわち、間引部 4 から出力された雑音成分のみの信号 D (192kB) に対し、ゼロ点挿入部 51 が、図 12(2) で示したようにゼロ点を雑音間に挿入し、伝送帯域 384kB の信号として補間フィルタ 52 に与える。

5 補間フィルタ 52 はトランスバーサルフィルタで構成することができ、遅延回路部 521 と乗算回路 522 のフィルタ係数 $C_1 \sim C_n$ とにより種々のフィルタを構成することができる。ここから出力される補間予測信号 E は、図 9(4) に示した信号において各ゼロ点での雑音成分 N' がその両側の雑音成分 N によって補間された或る振幅を有する信号として出力される。

10 図 25 は、図 22 に示したタイミング抽出部 23 と VCXO 型 PLL 回路 24 の実施例を示したものである。この内、タイミング抽出部 23 は、パワー演算回路 (PWR) 231 とバンドパスフィルタ 232 とベクトル化回路 233 とで構成されており、PLL 回路 24 は比較部 241 とローパスフィルタ 242 と二次 PLL 回路 243 と D/A 変換回路 244 と VCXO 245 と分周器 246 とで構成されている。

15 すなわち、ローパスフィルタ 22 から出力されたベクトル信号はパワー演算回路 231 で二乗演算されてパワーが計算される。このようにして得たパワー値をバンドパスフィルタ 232 に通す。この例では、192kHz を中心周波数とするバンドパスフィルタを用いているので所望のゼロ点信号情報を出力してベクトル化回路 233 に送る。

20 ベクトル化回路 233 では、入力信号を 90 度位相の異なった信号で合成することによりベクトル化し、タイミング位相情報として PLL 回路 24 に与える。

PLL 回路 24 においては、まず比較部 241 において、ベクトル化回路 233 からのタイミング位相情報と予め分かっている基準点の位相とを比較してその位相差をローパスフィルタ 242 で低域成分のみとし、2つの積分器で構成された二次 PLL 回路 243 と D/A 変換回路 244 で VCXO 245 の制御電圧を制御する。

25 そして分周器 246 で分周した後、比較部 341 へフィードバックすることにより基準点との比較を実施する。これにより、ベクトル化回路 233 からのタイミング位相情報と基準点との位相差を引き込み、同期が確立したゼロ点信号を抽出することができる。また、VCXO 回路 245 からは、A/D 変換器 16 へのサンプルタイミング信号が出力され、最終的に比較部 241 にバックされ位相同期ループを構成する。

以上説明したように、本発明に係るデータ伝送装置によれば、アダマール多重/分配、又は直交ミラーフィルタ多重/分配を行うことで、処理サイクル数の負荷を軽くすることが可能になる。

- 5 また、直交系列を用いてデータを多重し、該多重したデータを透過伝送路に送出し、該透過伝送路から受信したデータを直交系列を用いて分配するようにしたので、符号間干渉を発生させずに、不要帯域の除去及び狭帯域化が可能になる。

- 10 また、アダマール系列を用いてデータを多重し、該多重したデータを直交系列を用いて多重し、該多重したデータを透過伝送路に送出すること、該透過伝送路から受信したデータを、直交系列を用いて分配し、該分配したデータをアダマール系列を用いて分配することにより、不要帯域の除去（狭帯域化）が可能になるとともに処理速度を高速にすることができる。

- 15 また、直交系列を用いてデータを多重し、該多重されたデータを周波数軸及び時間軸でインタリーブし、該インタリーブされた多重データを直交系列を用いて多重すること、該多重データを直交系列を用いて分配し、該分配されたデータを周波数軸及び時間軸でデインタリーブし、該デインタリーブされたデータを直交変換を用いて分配することにより、高速な平均化を行うことが可能となり、雑音変動に強いデータ伝送が可能になる。

また、平均化と回線等化を分離することにより、平均化と回線等化ともに組み込むことが容易になる。

- 20 さらに、雑音キャンセラを用いることで、雑音変動に強いデータ伝送が可能になる。

また、多重/分配によるマルチチャネル伝送を行うことで回線等化が容易になる。さらに、ガードタイムを設けることによりマルチパスに対応することが可能になる。

請 求 の 範 囲

1.

5 アダマール系列を用いて、データを多重して送信するステップを備えたことを特徴とするデータ伝送方法。

2.

アダマール系列を用いて受信したデータを分配するステップを備えたことを特徴としたデータ伝送方法。

3.

10 直交ミラーフィルタを用いてデータを多重して送信するステップを備えたことを特徴とするデータ伝送方法。

4.

直交ミラーフィルタを用いて、受信したデータを分配するステップを備えたことを特徴としたデータ伝送方法。

15 5.

直交系列を用いてデータを多重するステップと、
該多重したデータを透過伝送路に送出するステップと、
を備えたことを特徴とするデータ伝送方法。

6.

20 透過伝送路からデータを受信するステップと、
該データを直交系列を用いて分配するステップと、
を備えたことを特徴とするデータ伝送方法。

7. 請求の範囲 5 又は 6 において、

25 該直交系列が、アダマール系列、ウェーブレット変換、直交ミラーフィルタ、DMT、
及び OFDM のいずれかであることを特徴としたデータ伝送方法。

8. 請求項 5 において、

該多重するステップが、アダマール系列を用いてデータを多重するステップと、
該多重されたデータを直交系列を用いて多重するステップと、で構成されている
ことを特徴とするデータ伝送方法。

9. 請求項 6 において、

該分配するステップが、直交系列を用いてデータを分配するステップと、該分配されたデータをアダマール系列を用いて分配するステップと、で構成されていることを特徴とするデータ伝送方法。

5 10.

第 1 の直交系列を用いてデータを多重するステップと、

該多重されたデータを周波数軸及び時間軸でインタリーブするステップと、

該インタリーブされた多重データを第 2 の直交系列を用いて多重し送信するステップと、

10 を備えたことを特徴とするデータ伝送方法。

11.

受信したデータを第 2 の直交系列を用いて分配するステップと、

該分配されたデータを周波数軸及び時間軸でデインタリーブするステップと、

該デインタリーブされたデータを第 1 の直交系列を用いて分配するステップと、

15 を備えたことを特徴とするデータ伝送方法。

12. 請求項 10 又は 11 において、

該第 1 の直交系列がアダマール系列であることを特徴としたデータ伝送方法。

13. 請求の範囲 5 において、

20 該多重するステップと該送出するステップとの間に、該多重されたデータに定期的にゼロ点を挿入するステップを備えたことを特徴とするデータ伝送方法。

14. 請求の範囲 6 において、

25 該受信するステップと該分配するステップとの間に、該受信したデータに定期的に含まれるゼロ点を用いて該データの雑音成分を補間予測するステップと、該雑音成分を該データから差し引くことで送信された元のデータを再生するステップと、を備えたことを特徴とするデータ伝送方法。

15. 請求の範囲 10 において、

該第 2 の多重するステップの後に、該多重されたデータに定期的にゼロ点を挿入するステップを備えたことを特徴とするデータ伝送方法。

16. 請求の範囲 11 において、

該第 2 の分配するステップの前に、該受信したデータに定期的に含まれるゼロ点を用いて該データの雑音成分を補間予測するステップと、該雑音成分を該データから差し引くことで送信された元のデータを再生するステップと、を備えたことを特徴とするデータ伝送方法。

- 5 17. 請求の範囲 5 又は 6 において、
該透過伝送路が、ナイキスト伝送路であることを特徴としたデータ伝送方法。
18. 請求の範囲 17 において、
該ナイキスト伝送路が、QAM 伝送路、及びスペクトラム拡散伝送路のいずれかであることを特徴としたデータ伝送方法。
- 10 19. 請求の範囲 10 において、
該インタリーブが、PN 系列で行うことを特徴としたデータ伝送方法。
20. 請求の範囲 11 において、
該デインタリーブが、PN 系列で行うことを特徴としたデータ伝送方法。
21. 請求の範囲 5 において、
- 15 該多重するステップと該送出するステップの間に、該送出するデータにガードタイムを付加するステップを備えたことを特徴とするデータ伝送方法。
22. 請求の範囲 6 において、
該受信するステップと該分配するステップとの間に、該受信したデータからガードタイムを除去するステップを備えたことを特徴とするデータ伝送方法。
- 20 23. 請求の範囲 10 において、
該第 2 の多重するステップの後に、ガードタイムを付加するステップを有することを特徴としたデータ伝送方法。
24. 請求の範囲 11 において、
該第 2 の分配するステップの前に、ガードタイムを除去するステップを有する
- 25 ことを特徴としたデータ伝送方法。
25. 請求の範囲 1、3、5、又は 10 において、
該多重したデータのフレーム同期信号を送出するステップを有することを特徴としたデータ伝送方法。
26. 請求の範囲 2、4、6、又は 11 において、

さらに、フレーム同期信号を検出するステップを有し、該分配するステップが該フレーム同期信号に基づき該データを分配することを特徴としたデータ伝送方法。

27.

- 5 アダマール系列を用いてデータを多重して送信する手段を備えたことを特徴とするデータ伝送装置。

28.

アダマール系列を用いて、受信したデータを分配する手段を備えたことを特徴としたデータ伝送装置。

- 10 29.

直交ミラーフィルタを用いてデータを多重して送信する手段を備えたことを特徴とするデータ伝送装置。

30.

- 15 直交ミラーフィルタを用いて、受信したデータを分配する手段を備えたことを特徴としたデータ伝送装置。

31.

直交系列を用いてデータを多重する手段と、
該多重したデータを透過伝送路に送出する手段と、
を備えたことを特徴とするデータ伝送装置。

- 20 32.

透過伝送路からデータを受信する手段と、
該データを直交系列を用いて分配する手段と、
を備えたことを特徴とするデータ伝送装置。

33. 請求の範囲31又は32において、

- 25 該直交系列が、アダマール系列、ウェブレット変換、直交ミラーフィルタ、DMT、及びOFDMのいずれかであることを特徴としたデータ伝送装置。

34. 請求の範囲31において、

該多重する手段が、アダマール系列を用いてデータを多重する手段と、該多重されたデータを直交系列を用いて多重する手段と、で構成されていることを特徴

とするデータ伝送装置。

35. 請求項32において、

該分配する手段が、直交系列を用いてデータを分配する手段と、該分配されたデータをアダマール系列を用いて分配する手段と、で構成されていることを特徴

5 とするデータ伝送装置。

36.

第1の直交系列を用いてデータを多重する手段と、

該多重されたデータを周波数軸及び時間軸でインタリーブする手段と、

該インタリーブされた多重データを第2の直交系列を用いて多重し送信する手

10 段と、

を備えたことを特徴とするデータ伝送装置。

37.

受信したデータを第2の直交系列を用いて分配する手段と、

該分配されたデータを周波数軸及び時間軸でデインタリーブする手段と、

15 該デインタリーブされたデータを第1の直交系列を用いて分配する手段と、

を備えたことを特徴とするデータ伝送装置。

38. 請求項36又は37において、

該第1の直交系列がアダマール系列であることを特徴としたデータ伝送装置。

39. 請求の範囲31において、

20 該多重する手段と該送出する手段との間に、該多重されたデータに定期的にゼロ点を挿入する手段を備えたことを特徴としたデータ伝送装置。

40. 請求の範囲32において、

該受信する手段と該分配する手段との間に、該受信したデータに定期的に含まれるゼロ点を用いて該データの雑音成分を補間予測する手段と、該雑音成分を該
25 データから差し引くことで送信された元のデータを再生する手段と、を備えたことを特徴とするデータ伝送装置。

41. 請求の範囲36において、

該第2の多重する手段の後に、該多重されたデータに定期的にゼロ点を挿入する手段を備えたことを特徴とするデータ伝送装置。

4 2. 請求の範囲 3 7 において、

該第 2 の分配する手段の前に、該受信したデータに定期的に含まれるゼロ点を用いて該データの雑音成分を補間予測する手段と、該雑音成分を該データから差し引くことで送信された元のデータを再生する手段と、を備えたことを特徴とするデータ伝送装置。

4 3. 請求の範囲 3 1 又は 3 2 において、

該透過伝送路が、ナイキスト伝送路であることを特徴としたデータ伝送装置。

4 4. 請求の範囲 4 3 において、

該ナイキスト伝送路が、QAM 伝送路、及びスペクトラム拡散伝送路のいずれかであることを特徴としたデータ伝送装置。

4 5. 請求の範囲 3 6 において、

該インタリーブが、PN 系列で行うことを特徴としたデータ伝送装置。

4 6. 請求の範囲 3 7 において、

該デインタリーブが、PN 系列で行うことを特徴としたデータ伝送装置。

4 7. 請求の範囲 3 1 において、

該多重する手段と該送出する手段の間に、該送出するデータにガードタイムを付加する手段を備えたことを特徴とするデータ伝送装置。

4 8. 請求の範囲 3 2 において、

該受信する手段と該分配する手段との間に、該受信したデータからガードタイムを除去する手段を備えたことを特徴とするデータ伝送装置。

4 9. 請求の範囲 3 6 において、

該第 2 の多重する手段の後に、ガードタイムを付加する手段を備えたことを特徴とするデータ伝送装置。

5 0. 請求の範囲 3 7 において、

さらに、該第 2 の分配する手段の前に、ガードタイムを除去する手段を備えたことを特徴とするデータ伝送装置。

5 1. 請求の範囲 2 7、2 9、3 1、又は 3 6 において、

該多重したデータのフレーム同期信号を送出する手段を備えたことを特徴とするデータ伝送装置。

52. 請求の範囲28、30、32、又は37において、

さらに、フレーム同期信号を検出する手段を備え、該分配する手段が該フレーム同期信号に基づき該データを分配することを特徴としたデータ伝送装置。

図1

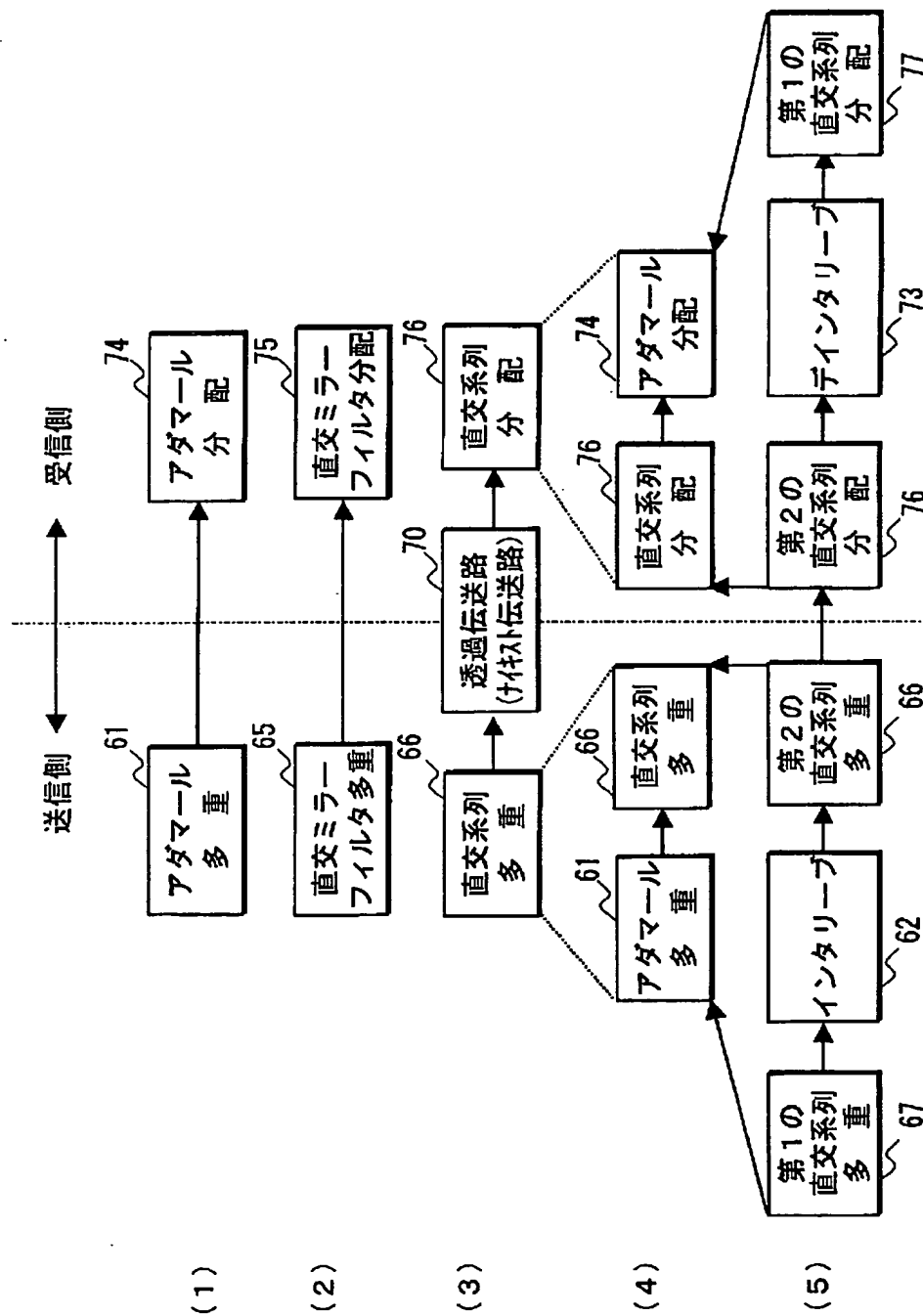


图 2

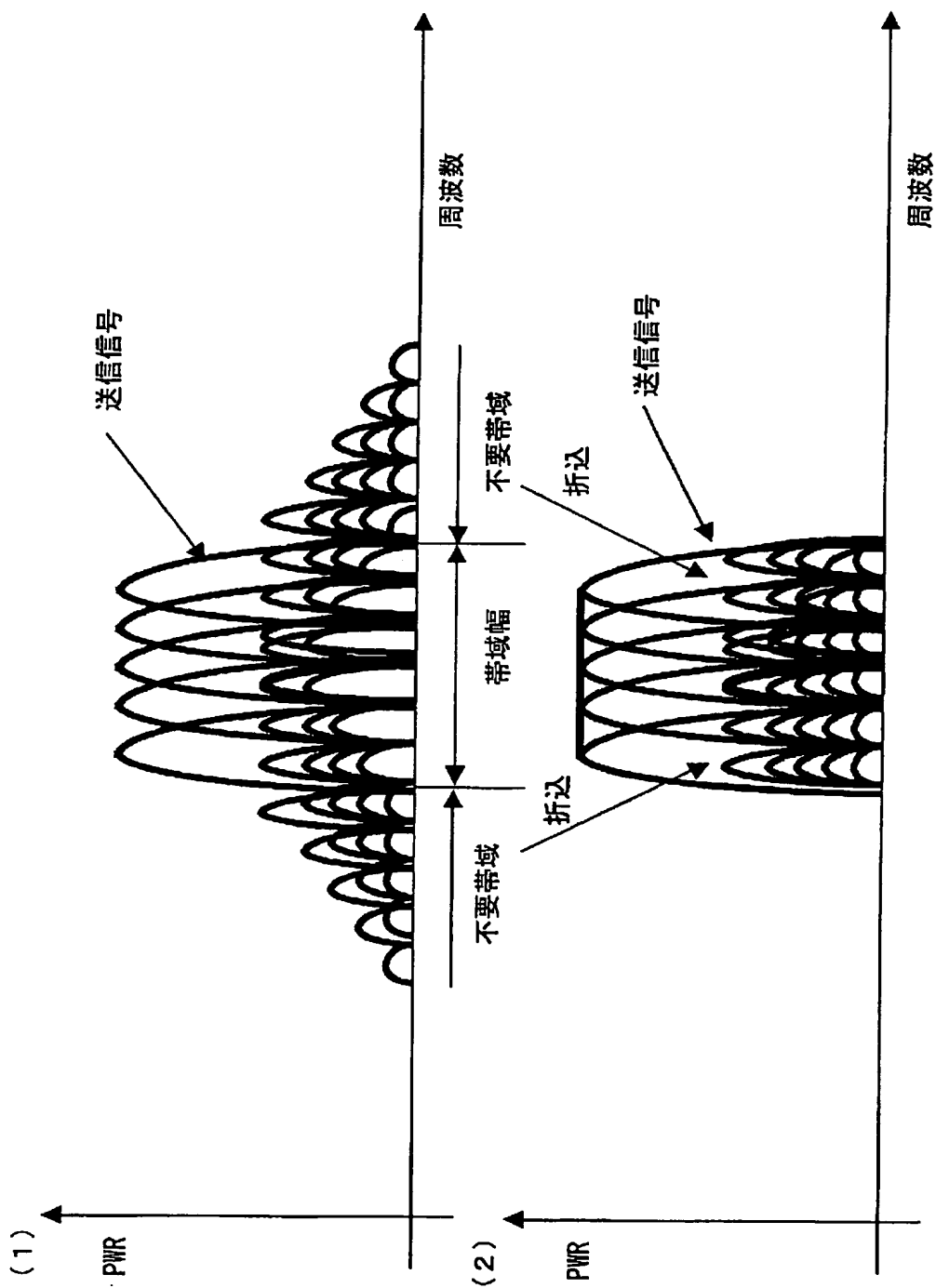


図 3

	時間軸 t															
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
CH1	5															
CH2	4															
CH3	13															
CH4	11															
CH5	1															
CH6	6															
CH7	9															
CH8	15															
CH9	2															
CH10	16															
CH11	12															
CH12	14															
CH13	7															
CH14	10															
CH15	8															
CH16	3															

周波数軸 f

図 4

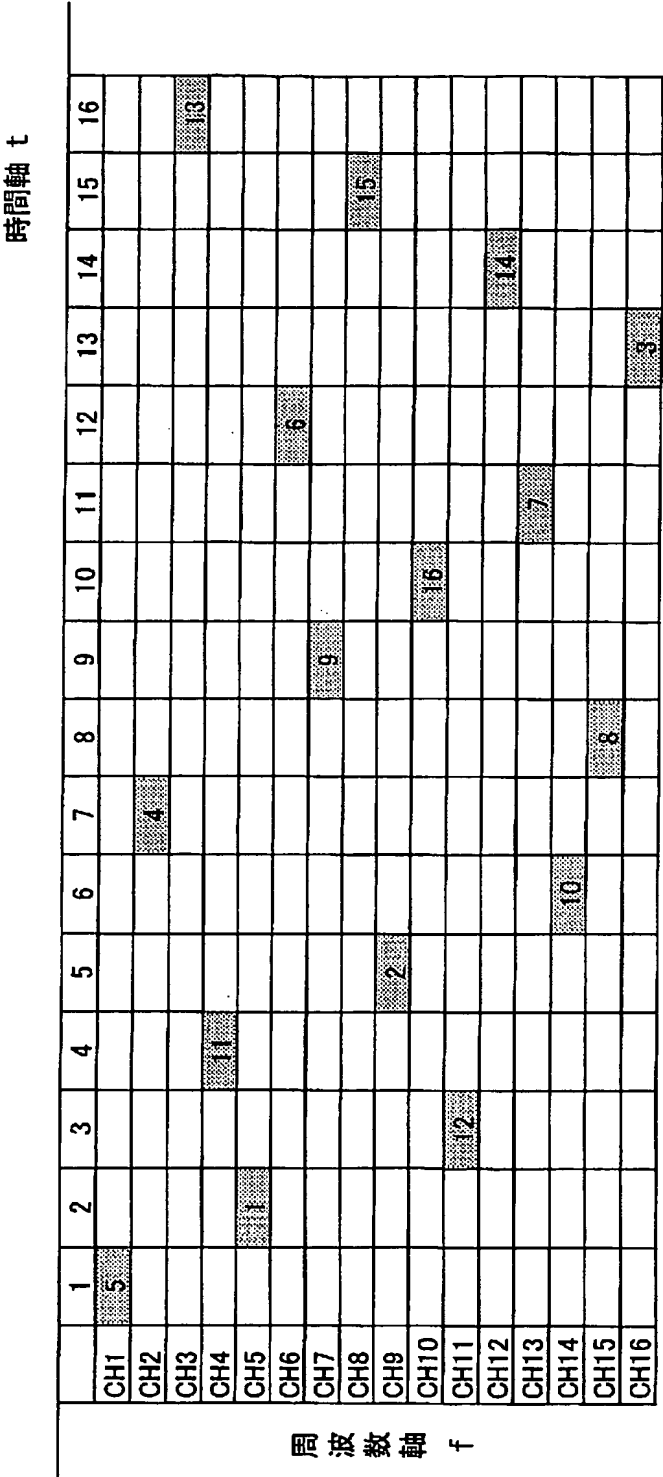


図 5

N0	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	Σ
基本	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
基本	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0次	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
相関	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
基本	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
+1次	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
相関	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
基本	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
+2次	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
相関	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
基本	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
+3次	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
相関	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
基本	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
+4次	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
相関	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
基本	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
+5次	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
相関	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
基本	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
+6次	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
相関	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
基本	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
+7次	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
相関	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
基本	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
+8次	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
相関	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
基本	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
+9次	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
相関	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
基本	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
+10次	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
相関	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
基本	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
+11次	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
相関	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
基本	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
+12次	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
相関	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
基本	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
+13次	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
相関	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
基本	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
+14次	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
相関	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
基本	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
+15次	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
相関	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

送信：2値の信号点配置 0=0度、1=180度
 受信：複素共役値を乗算 0=0度、1=180度 (同一値となる)

図 6

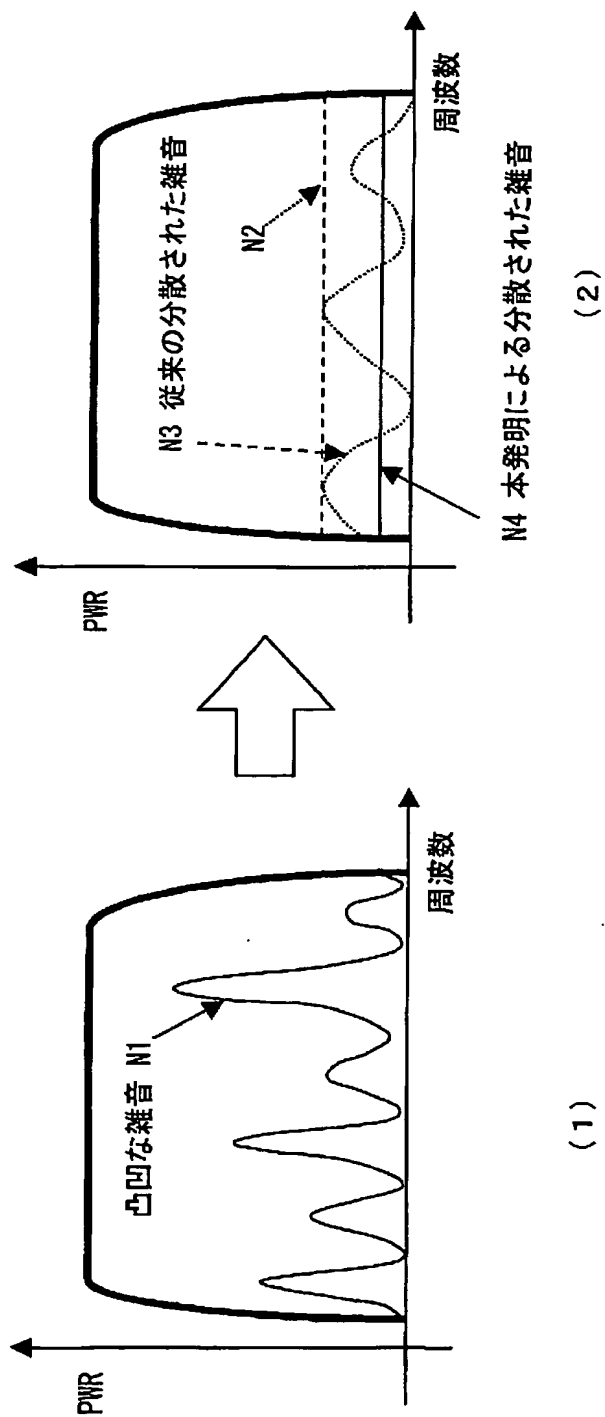


図 7

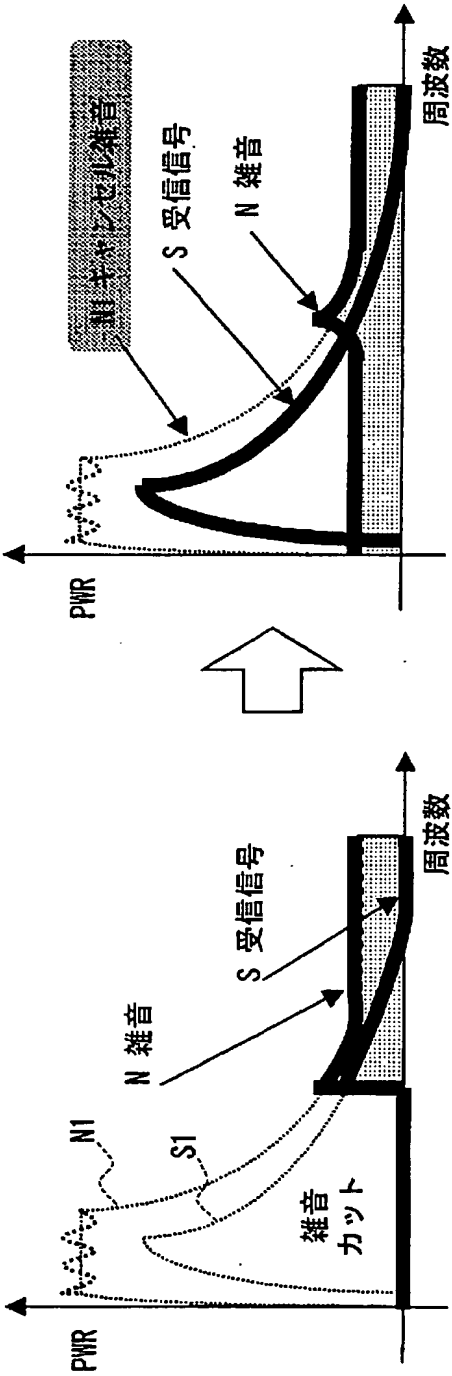


図 8

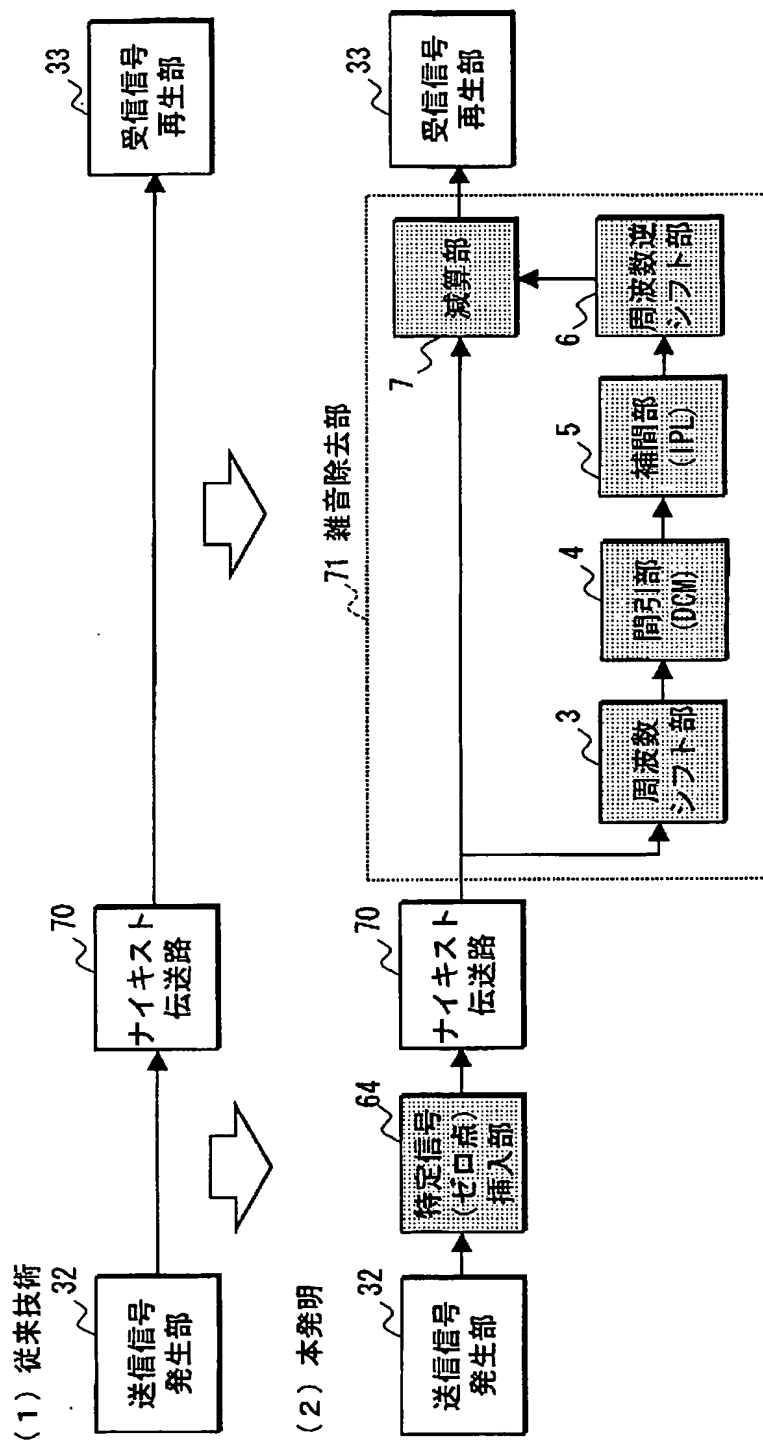


図9

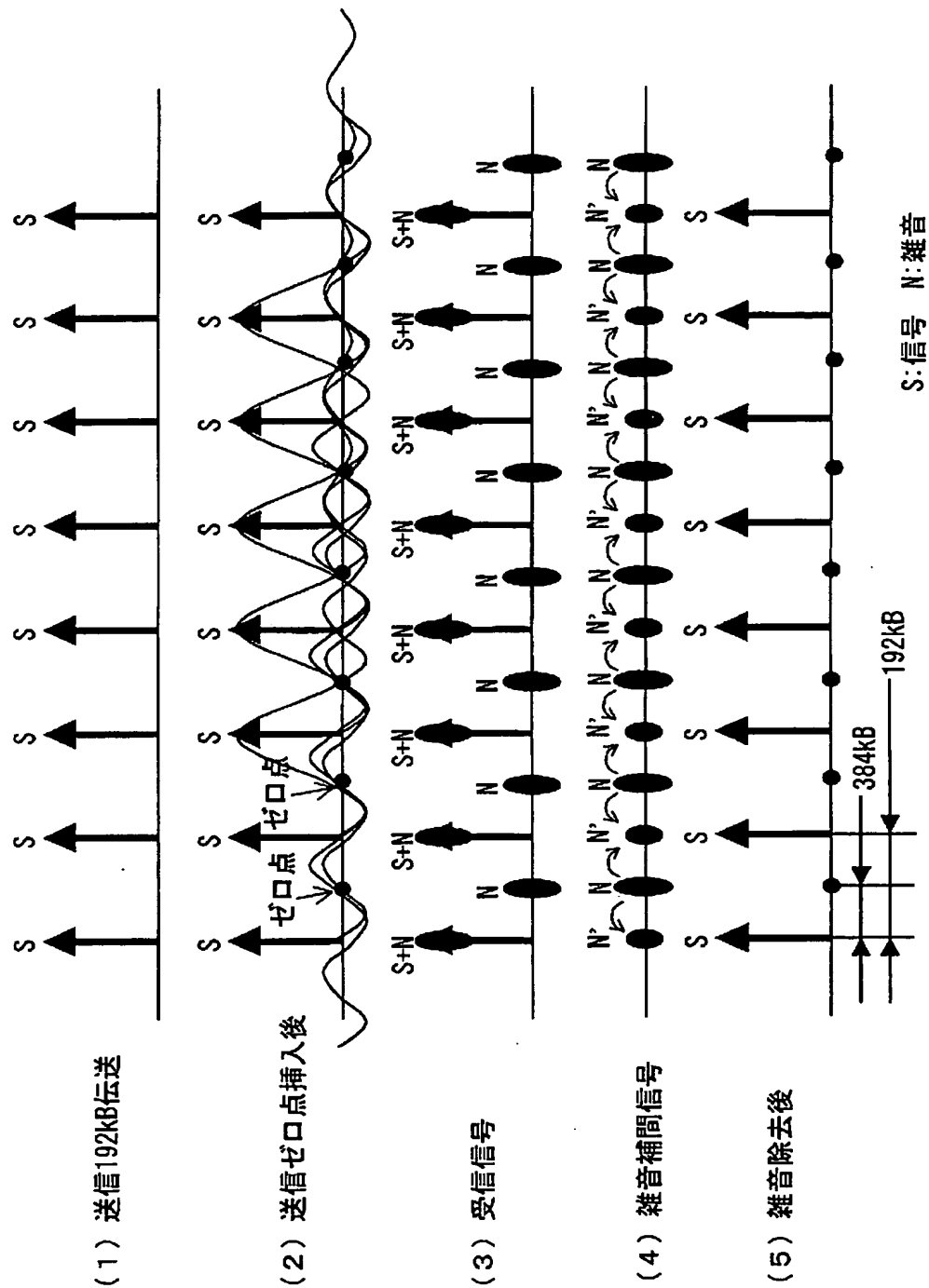
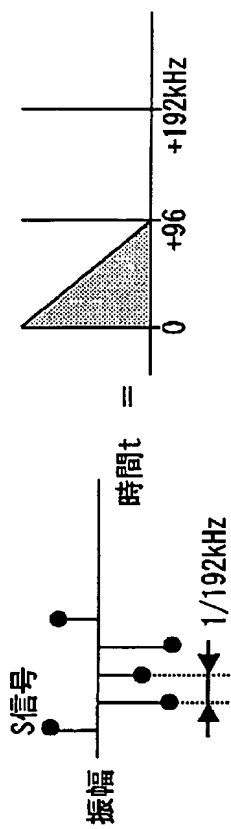
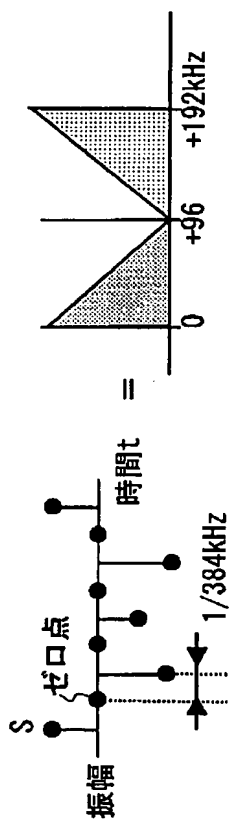


図10

(1) 送信側信号点 (送信信号点発生後 192kB送信時)



(2) 送信側信号点 (ゼロ点挿入後 384kB)



(3) 受信側信号点 (ナイキスト伝送路後 384kB)

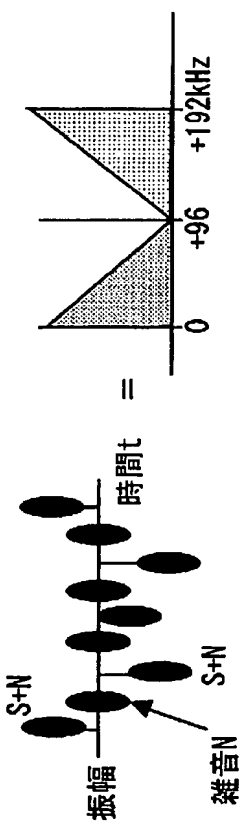
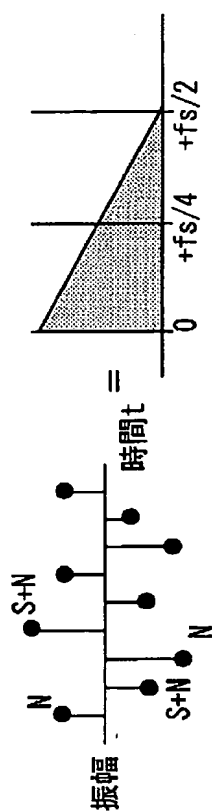
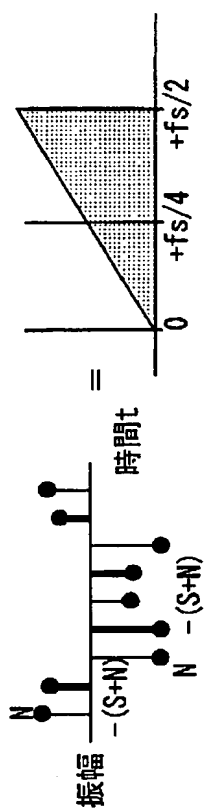


図 11

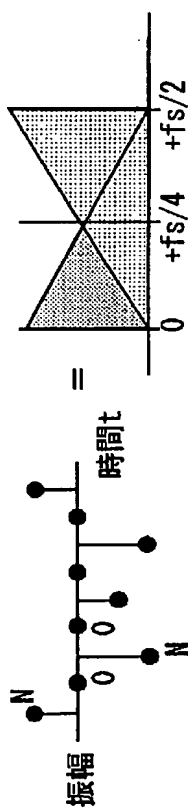
(1) 信号 $S(n)$ のサンプル値とスペクトラム



(2) 信号 $(-1)^n S(n)$ のサンプル値とスペクトラム



(3) 信号 $t(n)$ のサンプル値とスペクトラム



(4) 信号 $u(n)$ のサンプル値とスペクトラム

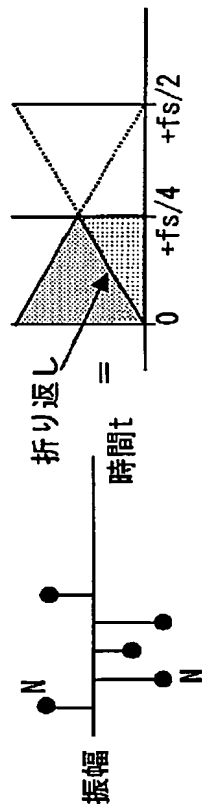
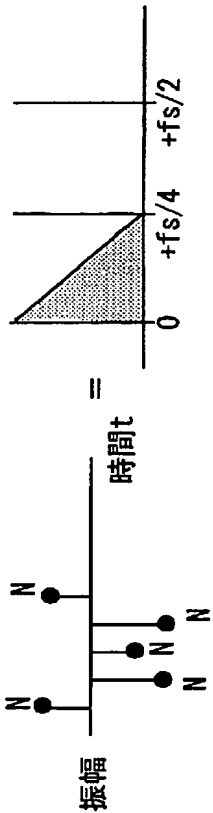


図 1 2

(1) 信号 $u(n)$ のサンプル値とスペクトラム



(2) 信号 $t(n)$ のサンプル値とスペクトラム

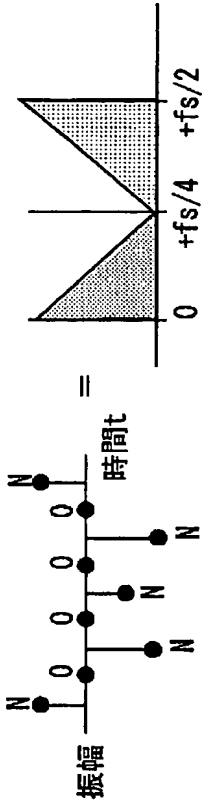


図 13

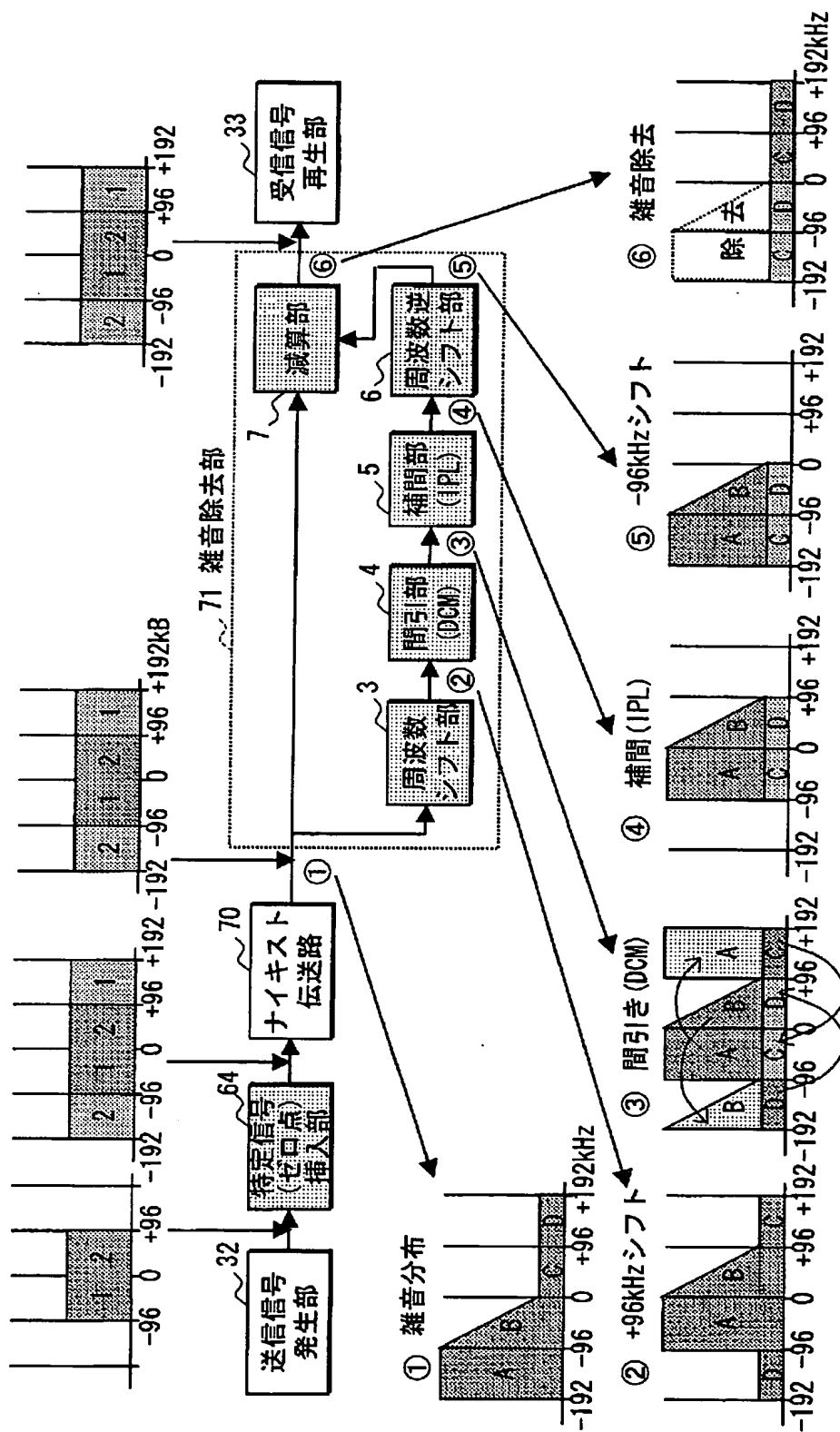


図 1 4

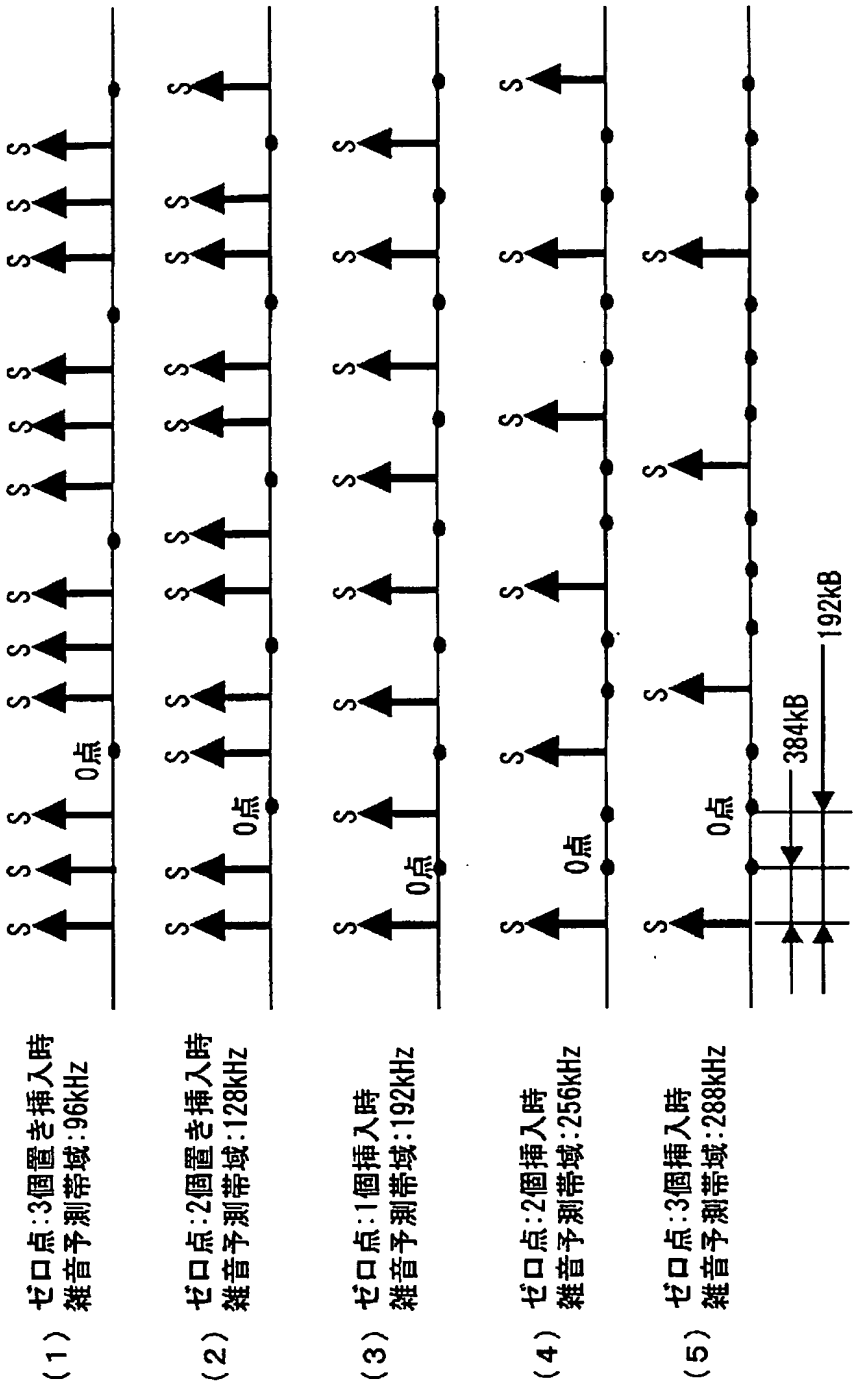


図 15

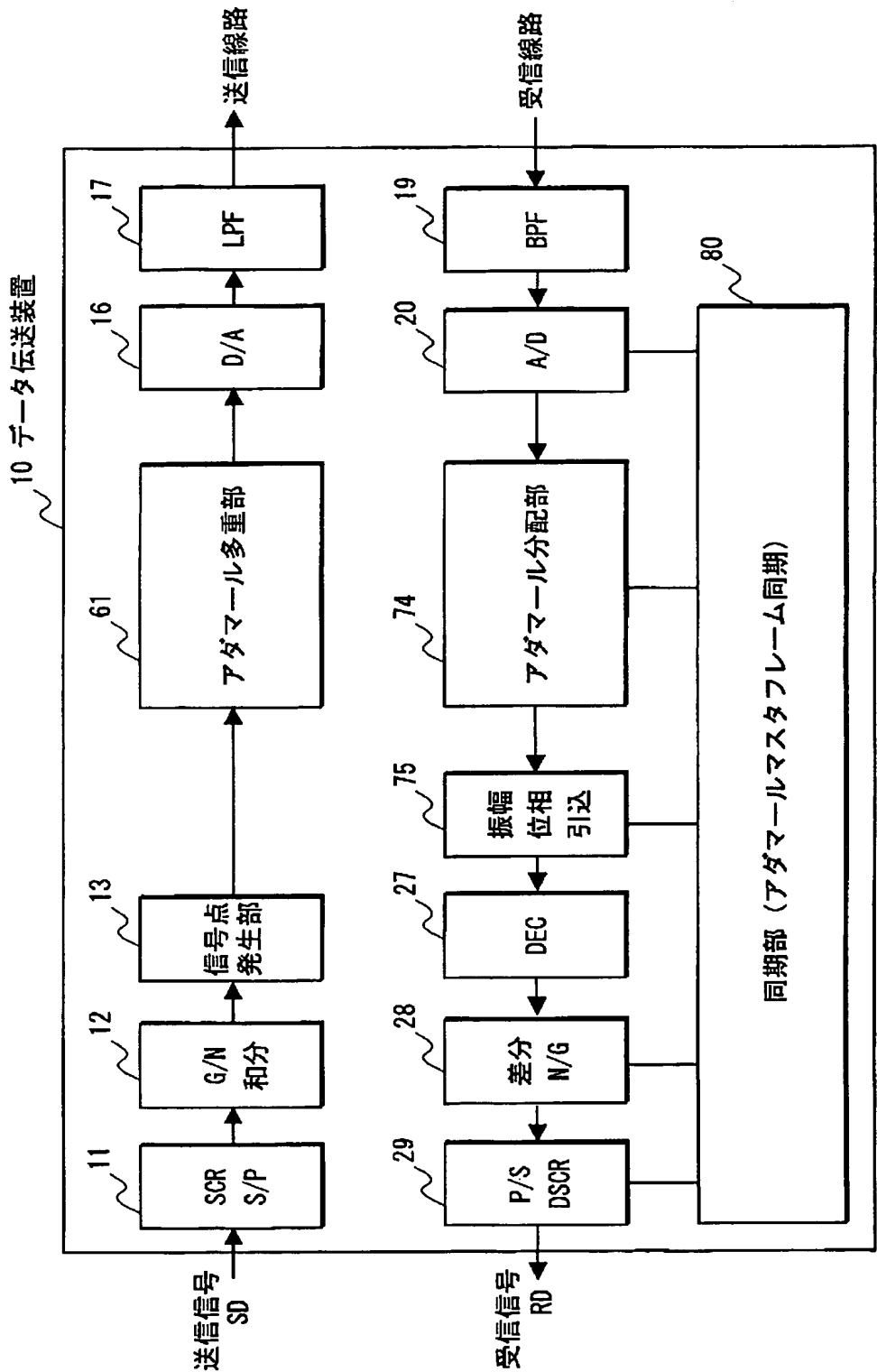


図 16

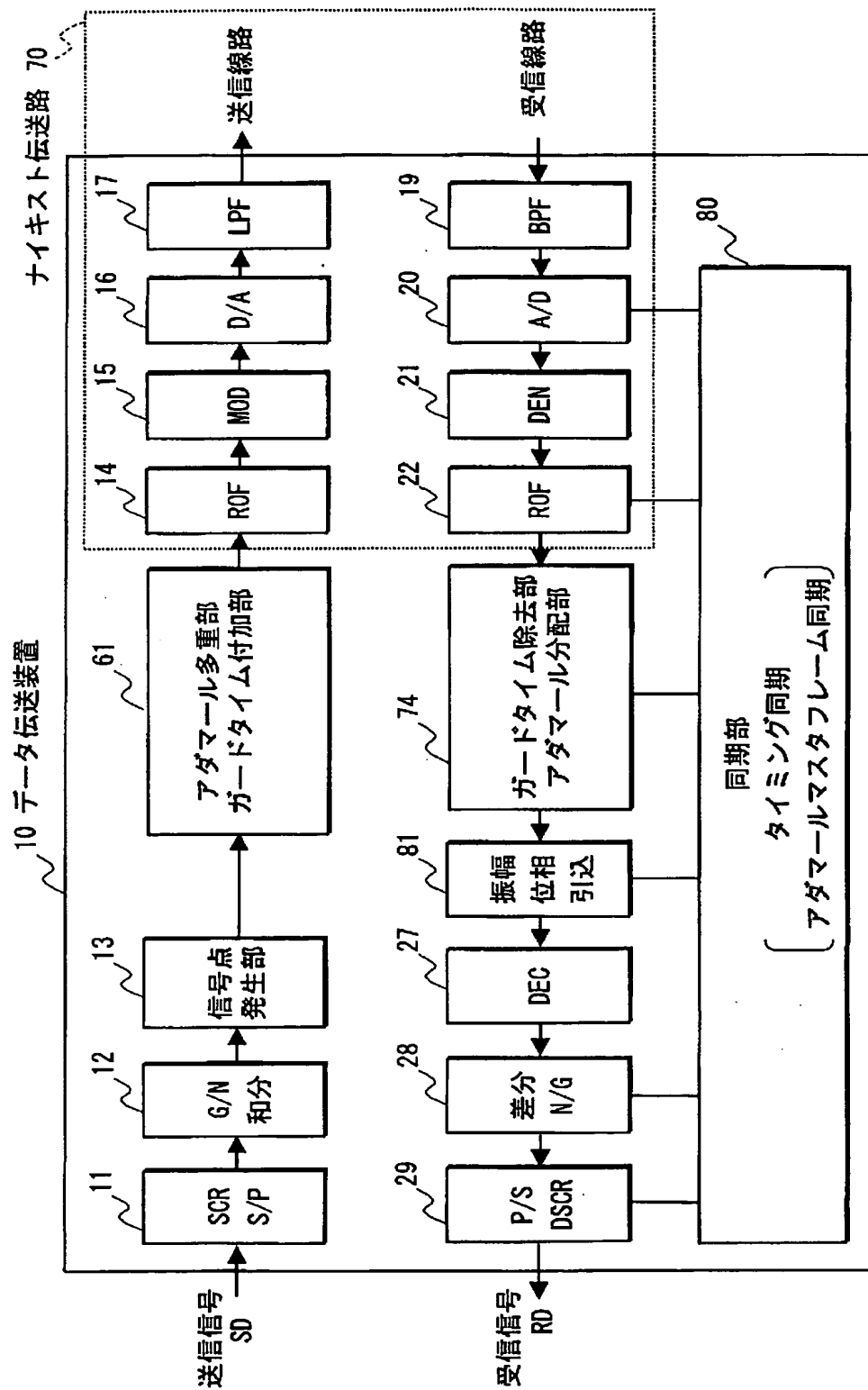


図 17

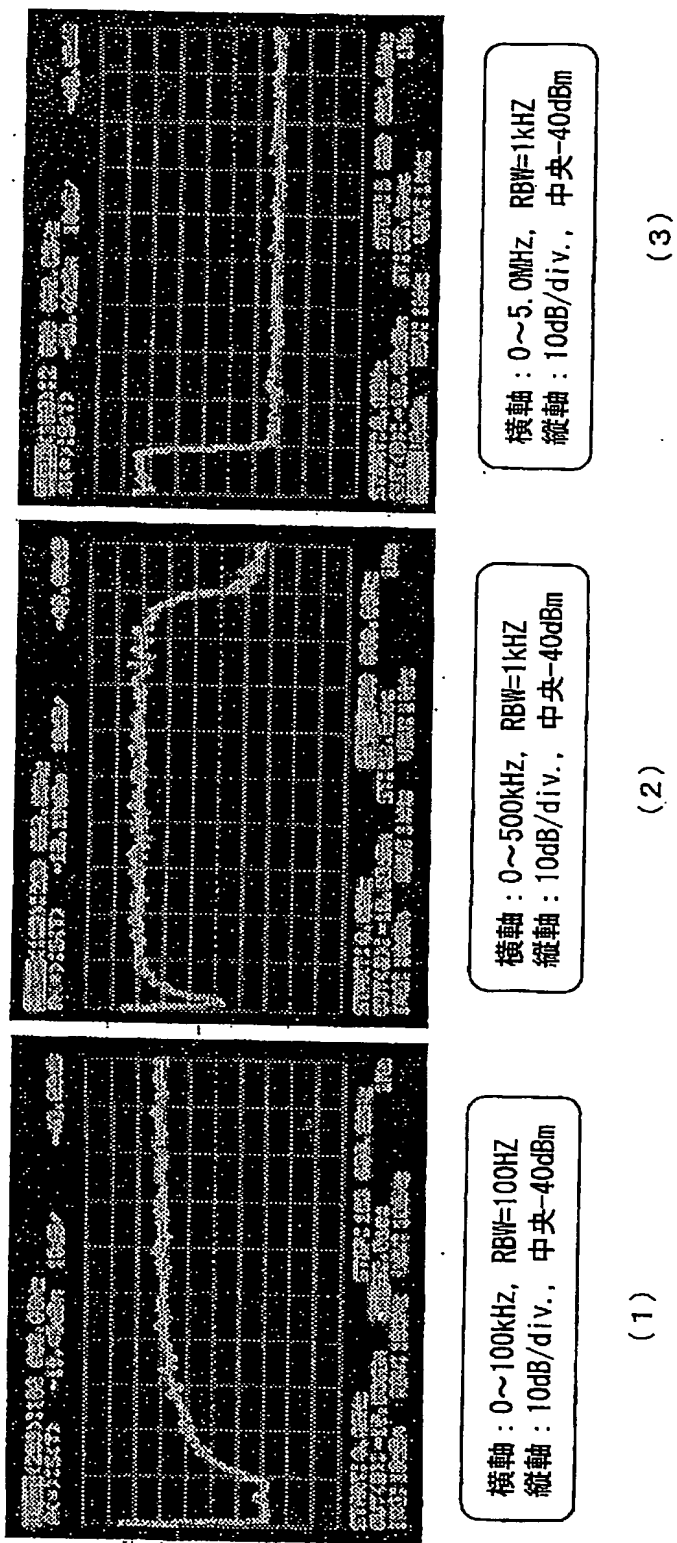


図 18

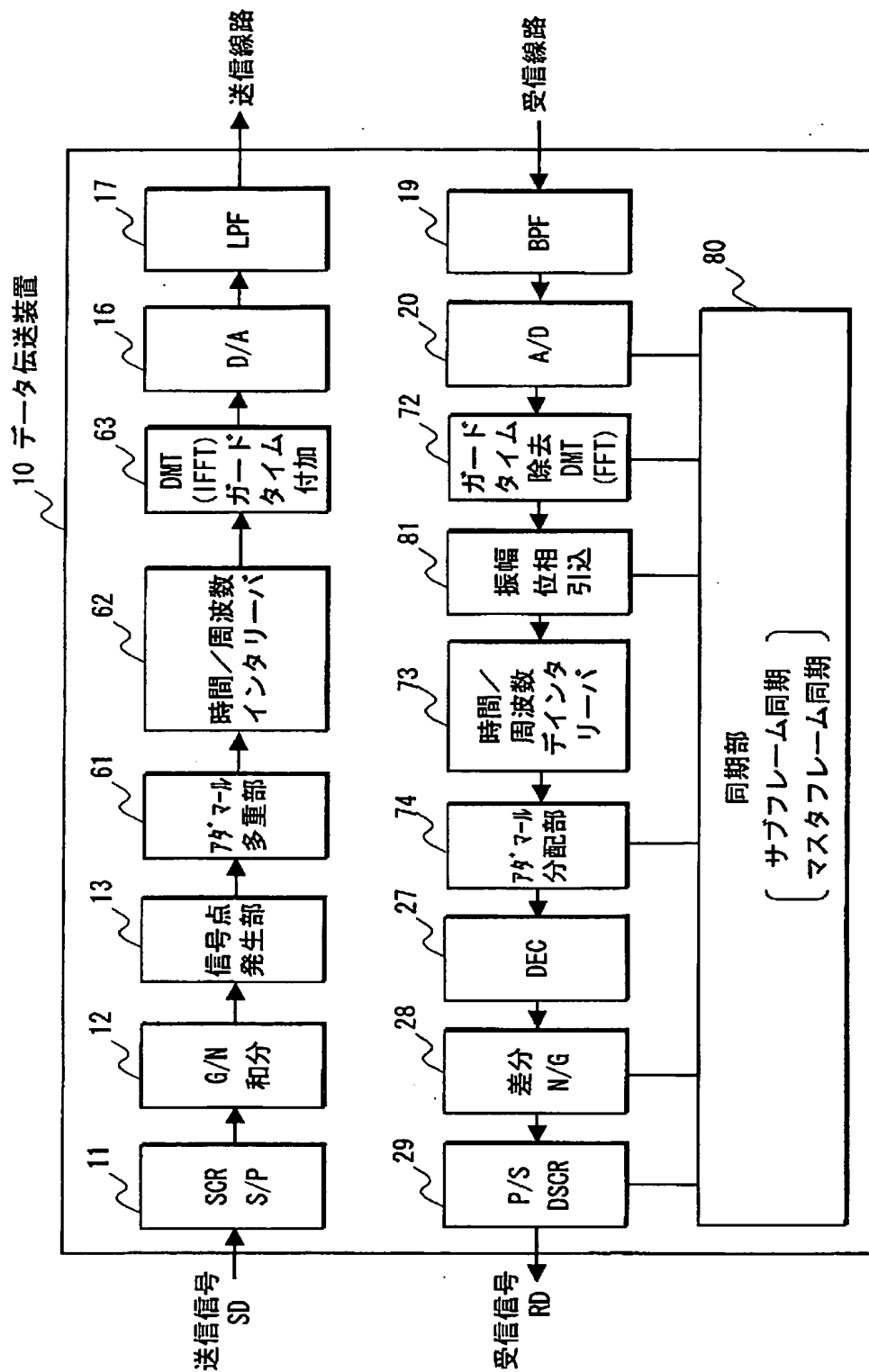


図 19

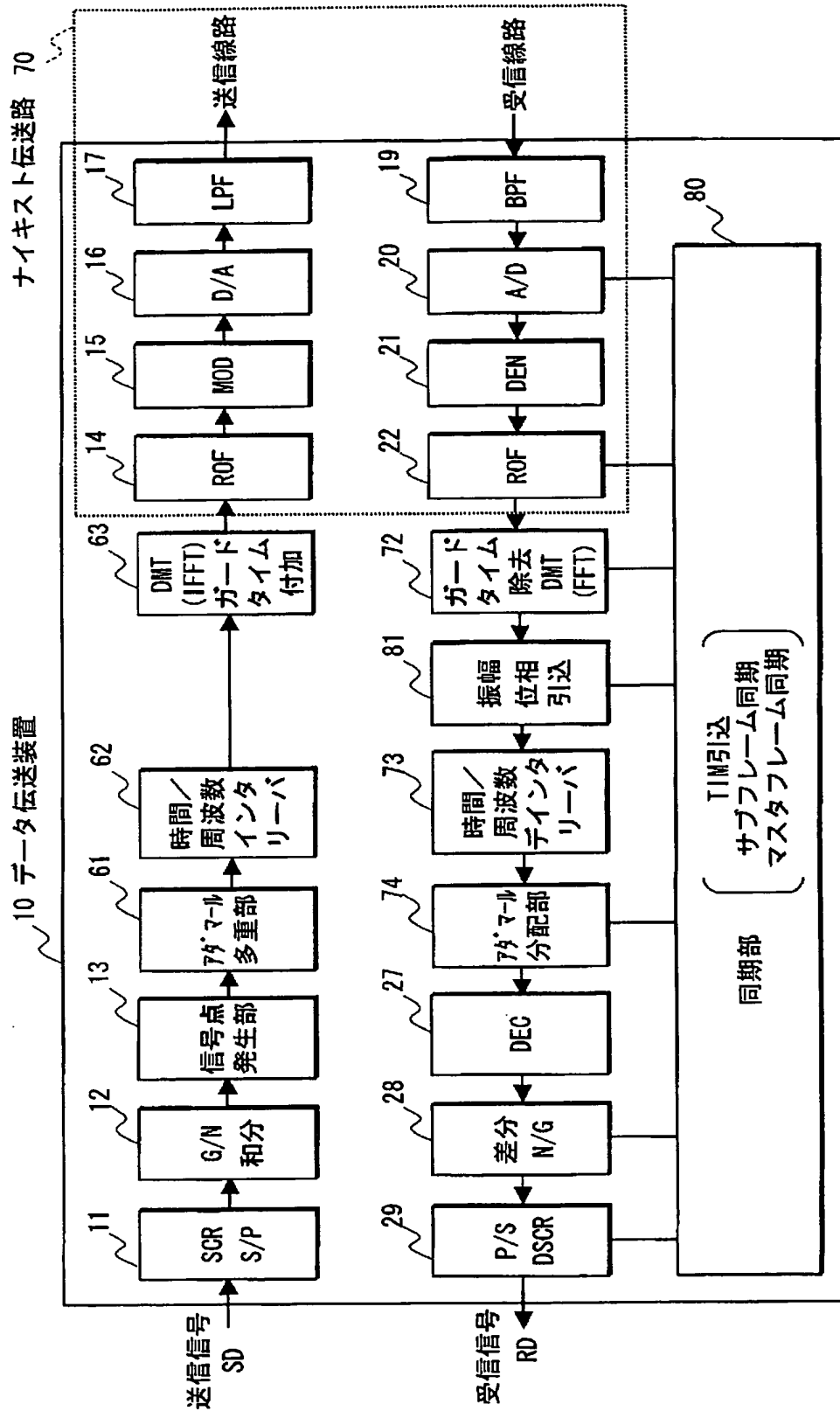


図 20

キャリア数	Bauds	tap数	サイクル数	Peak値	等化範囲	総合
[個]	[KB]	[tap]	[MIPS]	[dB]	[dB]	判定
1	384.00	2.6	96	0	40	—
1	440.00	2.3	1126	0	40	▲
2	220.00	4.5	563	3	20	▲
4	110.00	9.1	282	6	10	▲
8	55.00	18.2	141	9	5	▲
9	48.89	20.5	125	10	4	▲
10	44.00	22.7	113	10	4	▲
11	40.00	25.0	102	10	4	▲
12	36.67	27.3	94	11	3	○
13	33.85	29.5	87	11	3	○
14	31.43	31.8	80	11	3	○
15	29.33	34.1	75	12	3	○
16	27.50	36.4	70	12	3	○
17	25.88	38.6	66	12	2	▲
32	13.75	72.7	35	15	1	▲
64	6.88	145.5	18	18	1	▲
128	3.44	290.9	9	21	0	▲
256	1.72	581.8	4	24	0	▲
512	0.86	1163.6	2	27	0	▲

判定条件

- ☐ tap数 : 8~32tapの範囲
☐ サイクル数 : 100MIPS以下
☐ Peak値 : 12dB以下
☐ 等化範囲: ±6dB以内

12~16キャリアが最適値と判断

図 2 1

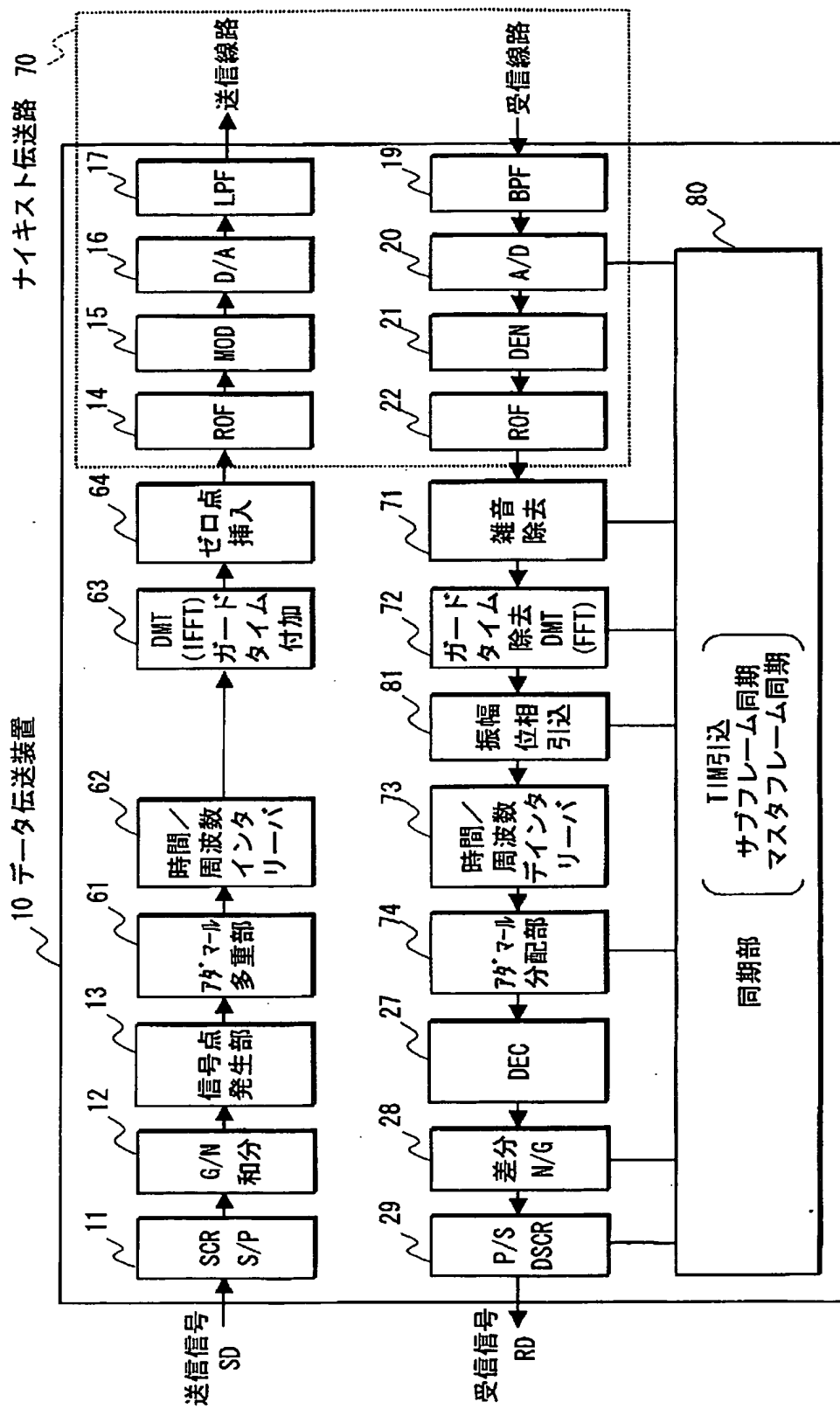
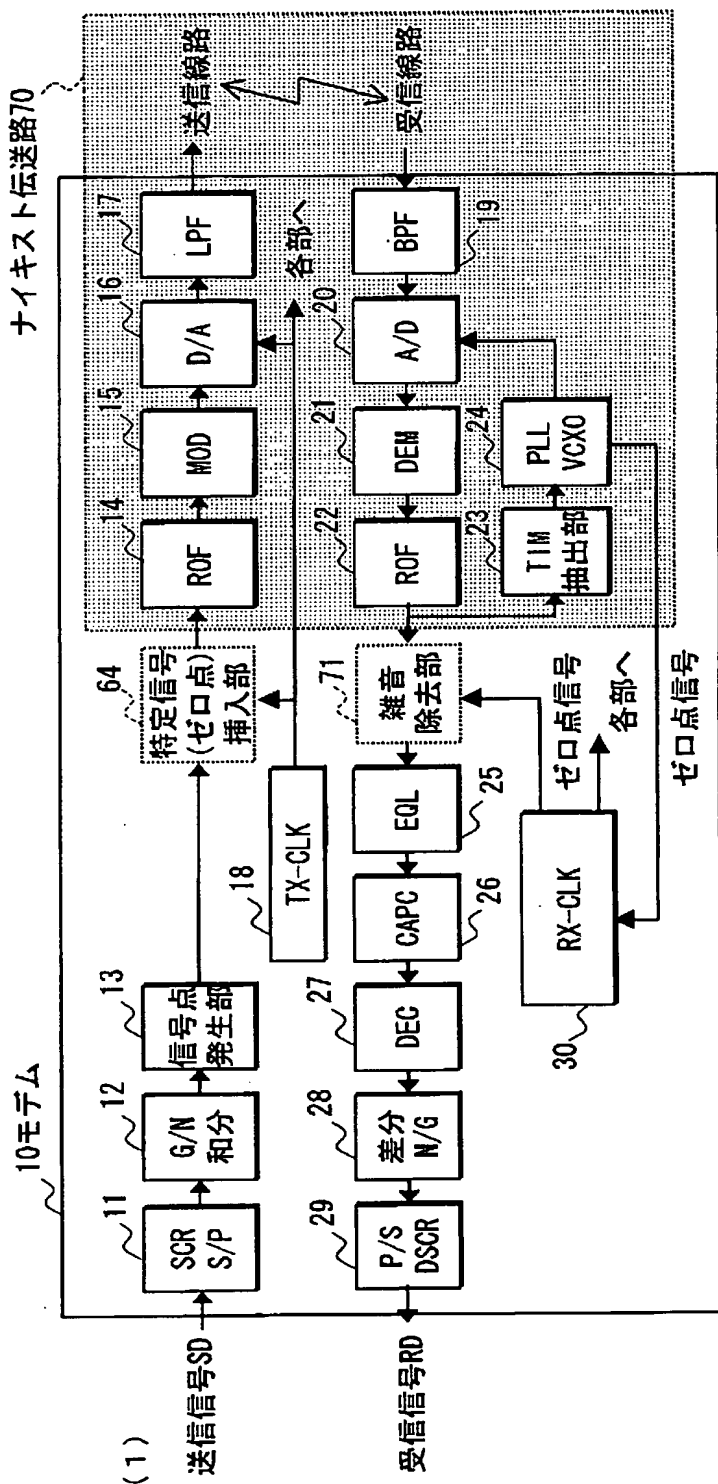


図 2 2



3
2
1

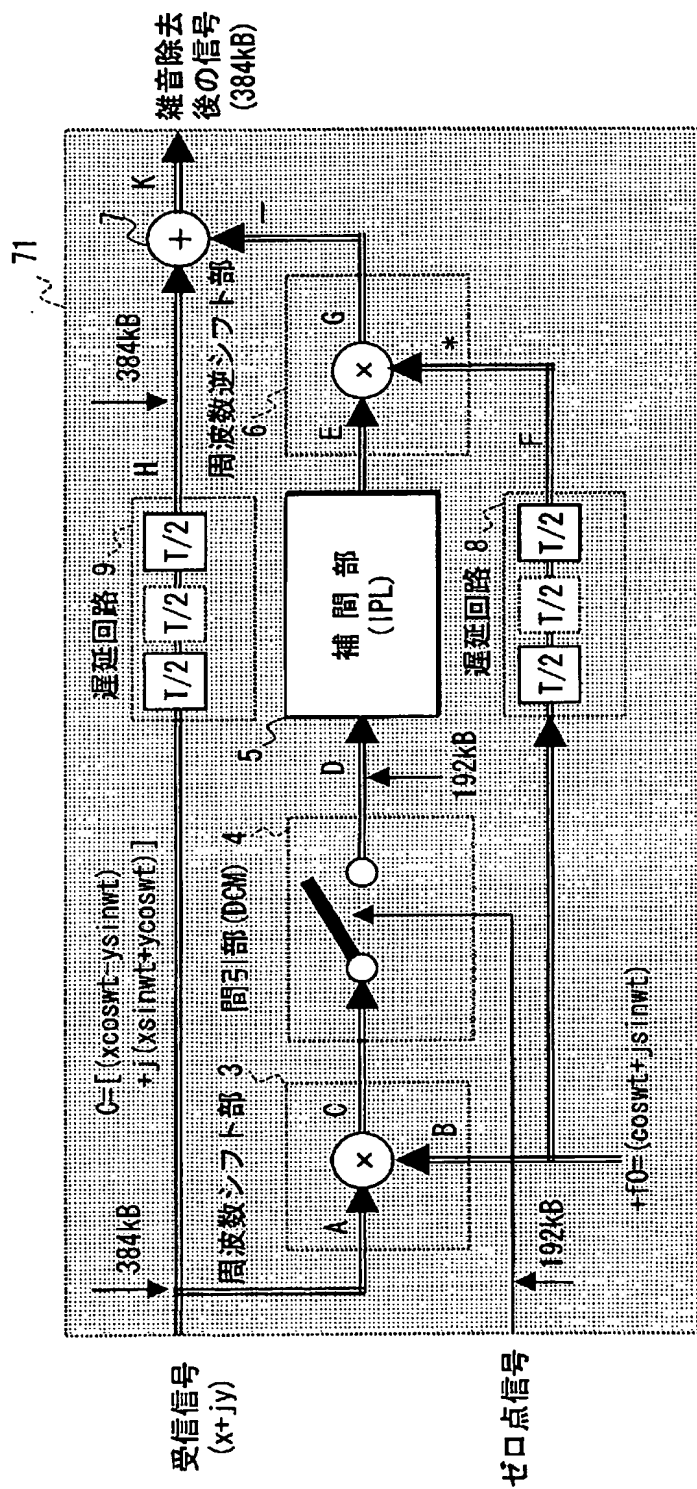


図 24

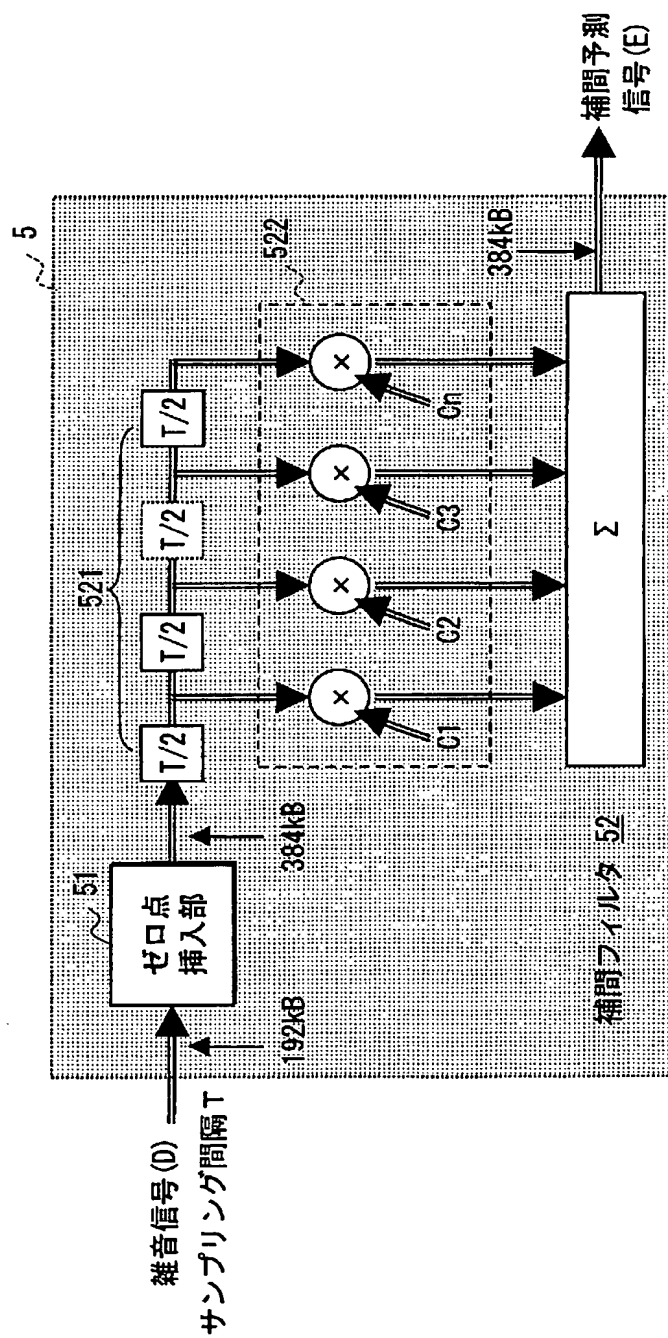


図 25

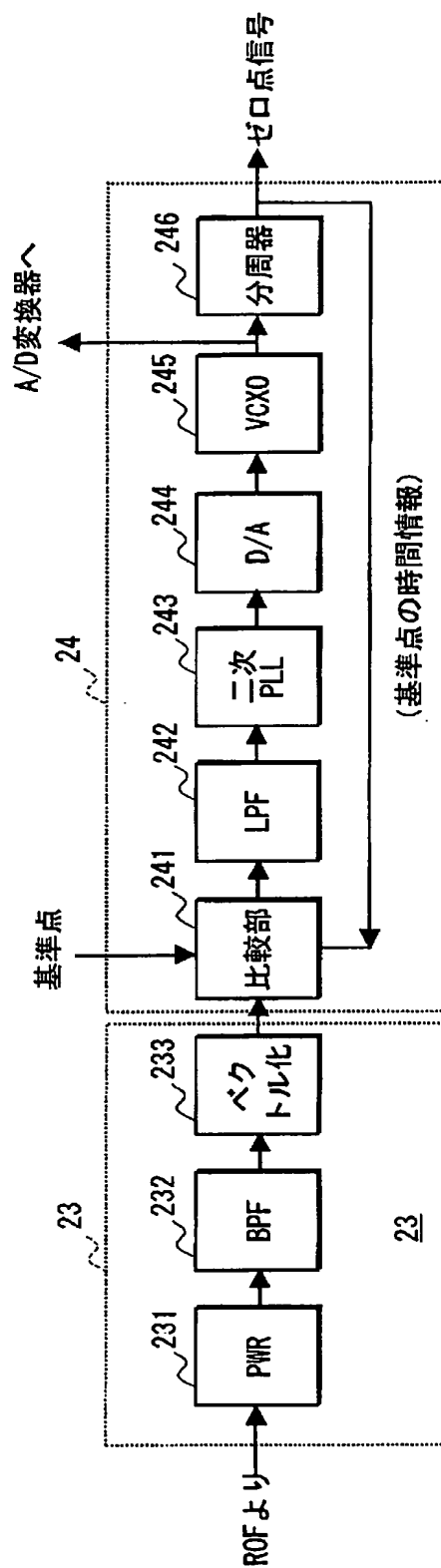


図 26

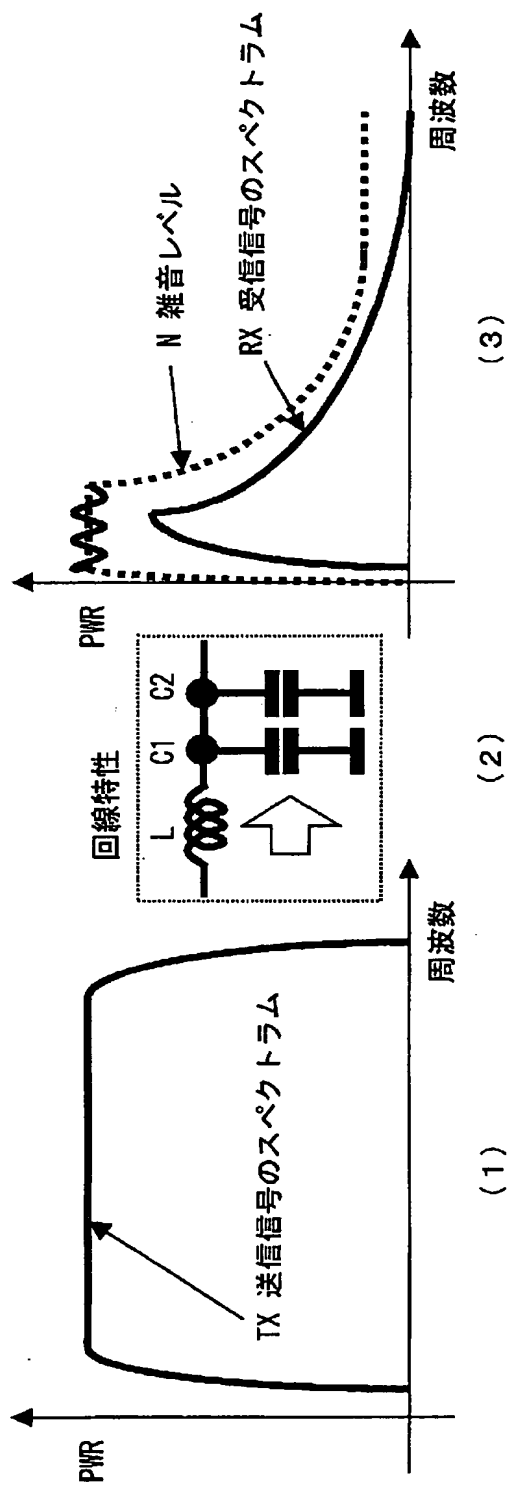


図 27

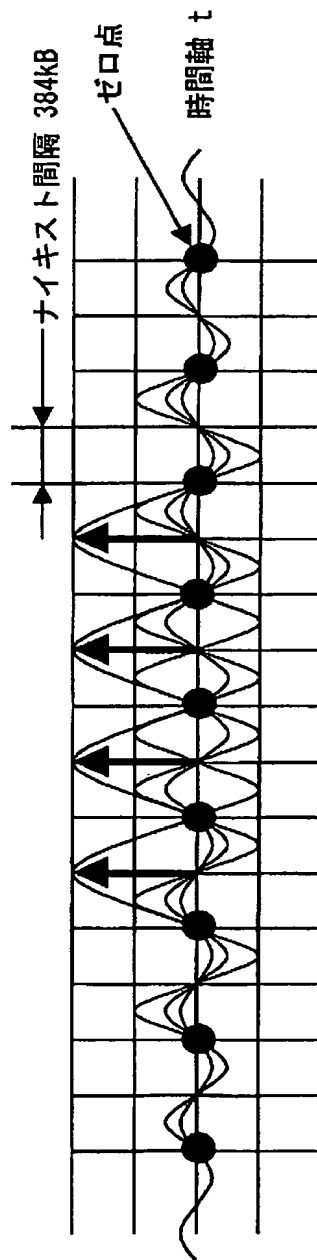
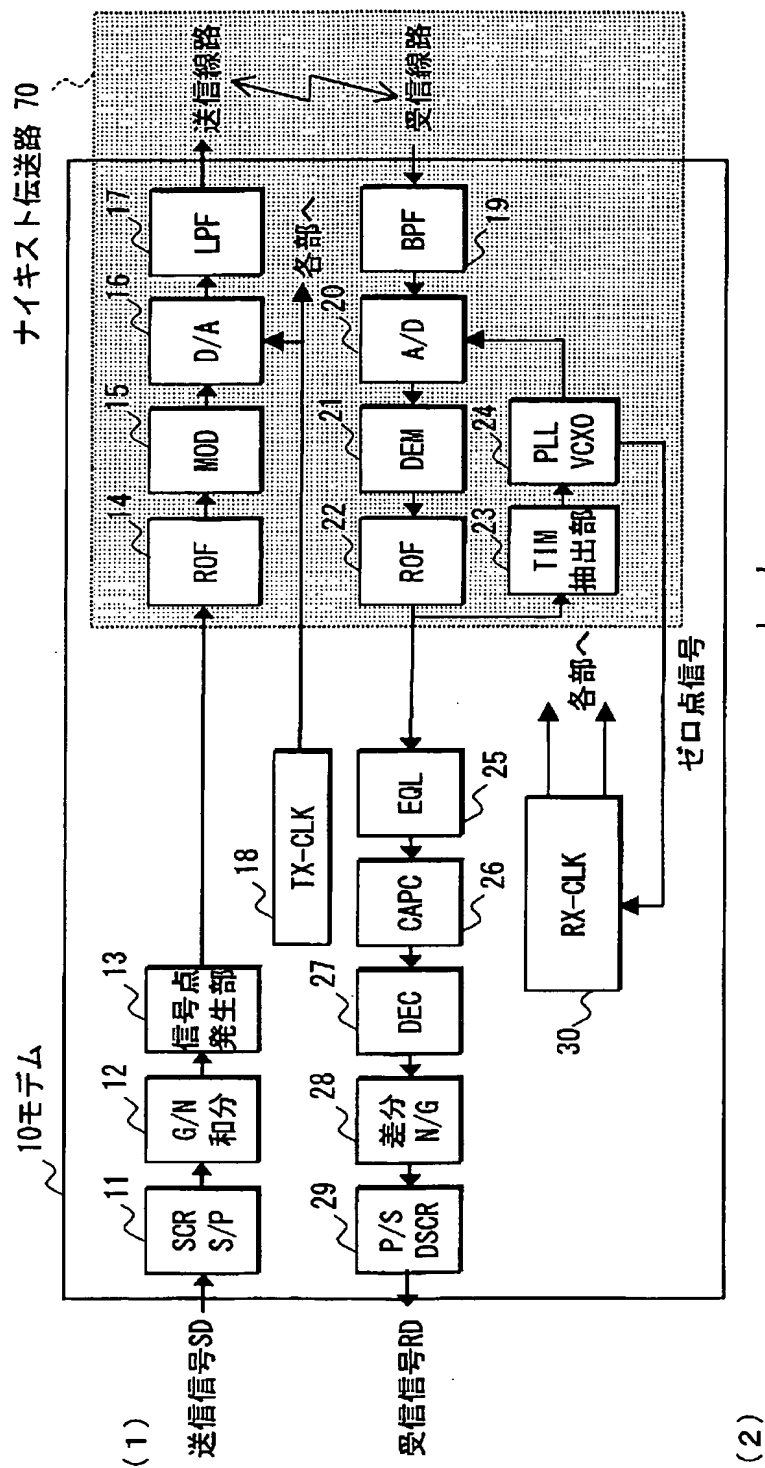


图 28

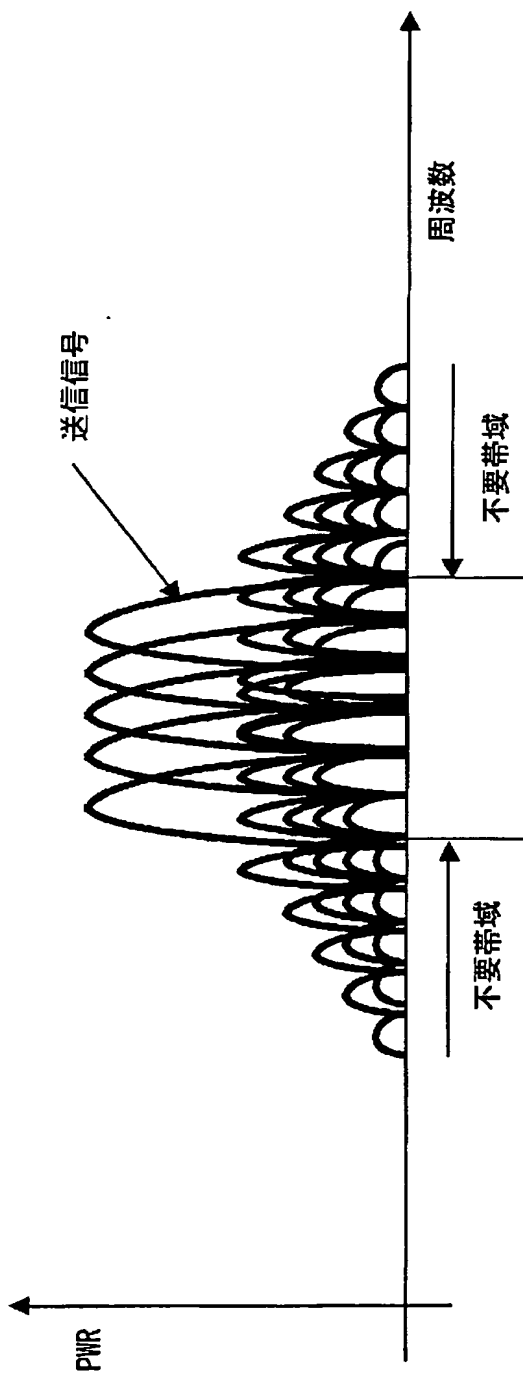
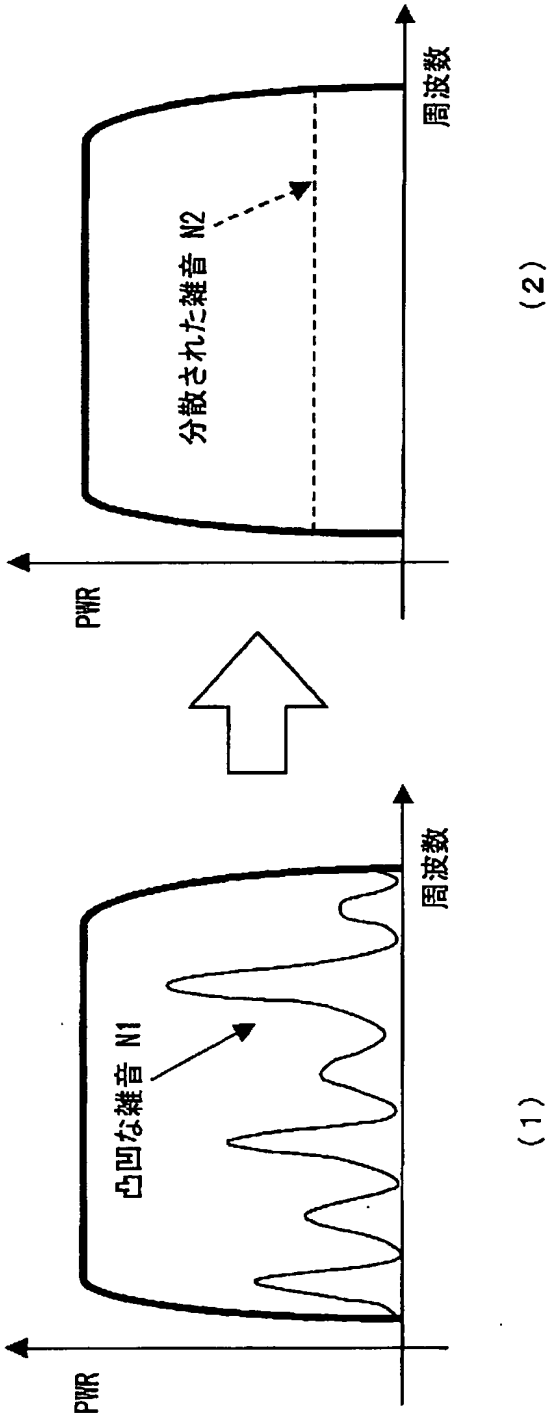


図 29



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP00/08598

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ H04J11/00
Int.Cl⁷ H04J13/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H04J11/00
Int.Cl⁷ H04J13/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1926-2001
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2001

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	JP, 10-247889, A (Toshiba Corporation), 14 September, 1998 (14.09.98), page 19, right column, lines 26 to 28; Fig. 1	1-7, 17, 18, 21-33, 43, 44, 47-52
Y	(Family: none)	13, 39
X	JP, 7-23022, A (NIPPON HOSO KYOKAI), 24 January, 1995 (24.01.95), Figs. 2, 3 (Family: none)	8, 9, 34, 35
X	JP, 2000-332724, A (Mitsubishi Electric Corporation), 30 November, 2000 (30.11.00), page 3, lower right column, line 44 to page 4, left column, line 5; Fig. 1 (Family: none)	10, 11, 36, 37 12, 15, 19, 20, 38, 41, 45, 46
Y		
X	JP, 10-135925, A (Advanced Digital Television Broadcasting), 22 May, 1998 (22.05.98), Fig. 1 (Family: none)	10, 11, 36, 37 12, 15, 19, 20, 38, 41, 45, 46
Y		
Y	JP, 2000-315994, A (Alcatel Alsthom Companie Generale d'electricite), 14 November, 2000 (14.11.00),	12, 38

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:
"A" document defining the general state of the art which is not
considered to be of particular relevance
"E" earlier document but published on or after the international filing
date
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is
cited to establish the publication date of another citation or other
special reason (as specified)
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other
means
"P" document published prior to the international filing date but later
than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or
priority date and not in conflict with the application but cited to
understand the principle or theory underlying the invention
"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be
considered novel or cannot be considered to involve an inventive
step when the document is taken alone
"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be
considered to involve an inventive step when the document is
combined with one or more other such documents, such
combination being obvious to a person skilled in the art
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
06 February, 2001 (06.02.01)

Date of mailing of the international search report
13 February, 2001 (13.02.01)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP00/08598

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
	page 2, right column, lines 37 to 42 (Family: none)	
Y	JP, 9-321732, A (Aiphone Co., Ltd.), 12 December, 1997 (12.12.97), Fig. 1 (Family: none)	12, 38
Y	JP, 7-297817, A (Sekisui Chemical Co., Ltd.), 10 November, 1995 (10.11.95), page 4, right column, lines 24 to 4 (Family: none)	19, 20, 45, 46
Y A	JP, 7-226724, A (Toshiba Corporation), 22 August, 1995 (22.08.95), page 3, right column, lines 28 to 35; page 8, left column, lines 5 to 18; Figs. 1, 9 (Family: none)	13, 15, 39, 41 14, 16, 40, 42
Y A	JP, 11-261660, A (Hitachi Denshi, Ltd.), 24 September, 1999 (24.09.99), page 3, right column, lines 33 to 39; Fig. 11 (Family: none)	13, 15, 39, 41 14, 16, 40, 42

国際調査報告

国際出願番号 PCT/JPO0/08598

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H04J11/00
Int. Cl⁷ H04J13/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H04J11/00
Int. Cl⁷ H04J13/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-2001
日本国公開実用新案公報 1971-2001

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリ*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	J P, 10-247889, A (株式会社東芝), 14. 9月. 1998 (14. 09. 98), 第19頁右欄第26行目-第28行目, 第1図 (ファミリーなし)	1-7, 17, 18, 21-33, 43, 44, 47-52
Y		13, 39
X	J P, 7-23022, A (日本放送協会), 24. 1月. 1995 (24. 01. 95), 第2図, 第3図 (ファミリーなし)	8, 9, 34, 35

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリ

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

06. 02. 01

国際調査報告の発送日

13.02.01

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)
郵便番号100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

高野 洋



5 K

9647

電話番号 03-3581-1101 内線 3555

C (続き). 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	JP, 2000-332724, A (三菱電機株式会社), 30. 11月. 2000 (30. 11. 00), 第3頁右下欄第44行目—第4頁左欄第5行目, 第1図 (ファミリーなし)	10, 11, 36, 37
Y		12, 15, 19, 20, 38, 41, 45, 46
X	JP, 10-135925, A (株式会社次世代デジタルテレビジョン放送システム研究所), 22. 5月. 1998 (22. 05. 98), 第1図 (ファミリーなし)	10, 11, 36, 37
Y		12, 15, 19, 20, 38, 41, 45, 46
Y	JP, 2000-315994, A (アルカテル), 14. 11月. 2000 (14. 11. 00), 第2頁右欄第37行目—第42行目 (ファミリーなし)	12, 38
Y	JP, 9-321732, A (アイホン株式会社), 12. 12月. 1997 (12. 12. 97), 第1図 (ファミリーなし)	12, 38
Y	JP, 7-297817, A (積水化学工業株式会社), 10. 11月. 1995 (10. 11. 95), 第4頁右欄第24行目—第4行目 (ファミリーなし)	19, 20, 45, 46
Y	JP, 7-226724, A (株式会社東芝), 22. 8月. 1995 (22. 08. 95), 第3頁右欄第28行目—第35行目, 第8頁左欄第5行目—第18行目, 第1図, 第9図 (ファミリーなし)	13, 15, 39, 41
A		14, 16, 40, 42
Y	JP, 11-261660, A (日立電子株式会社), 24. 9月. 1999 (24. 09. 99), 第3頁右欄第33行目—第39行目, 第11図 (ファミリーなし)	13, 15, 39, 41
A		14, 16, 40, 42